



Augmentation de la performance des antennes miniatures inspirées par métamatériaux : conception d'antennes, inspirée par métamatériaux

Saber Dakhli

► To cite this version:

Saber Dakhli. Augmentation de la performance des antennes miniatures inspirées par métamatériaux : conception d'antennes, inspirée par métamatériaux. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Rennes; Université de Tunis. Faculté des sciences de Tunis, 2015. Français. NNT : 2015REN1S029 . tel-01212455

HAL Id: tel-01212455

<https://theses.hal.science/tel-01212455>

Submitted on 19 Nov 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

*En Cotutelle Internationale avec
La Faculté des Sciences Mathématiques, Physiques et Naturelles de Tunis, Tunisie*

pour le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1
Mention : Electronique
Ecole doctorale MATISSE

présentée par

Saber DAKHLI

préparée à l'unité de recherche UMR CNRS 6164
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
Groupe Antennes et Hyperfréquences

UFR Structures et Propriétés de la Matière et au Laboratoire Innov'Com, SUP'COM

**Augmentation de la
performance des
antennes miniatures
inspirées par
métamatériaux**

**Thèse soutenue à Supélec Paris,
le 15 Juin 2015**

devant le jury composé de :

Valérie VIGNERAS

Professeur à l'Institut Polytechnique de Bordeaux, France /
Rapporteur

Hichem TRABELSI

Professeur à l'Ecole Nationale d'ingénieurs de Carthage, Tunisie /
Rapporteur

Habiba OUSLIMANI

Professeur à l'Université Paris 10, France / *Examineur*

Ali GHARSALLAH

Professeur à la Faculté des Sciences de Tunis, Tunisie /
Examineur

Kouroch MAHDJOUBI

Professeur à l'Université de Rennes1 / *Directeur de thèse*

Fethi CHOUBANI

Professeur à l'Ecole Supérieure de Communication, Tunisie /
Co-directeur de thèse

Jean-marie FLOC'H

Ingénieur de Recherche à l'Institut d'Electronique et de
Télécommunications de Rennes, France / *Examineur*

Hatem RMILI

Maître de Conférences à l'ISSAT Mahdia, Université de Monastir,
Tunisie / *Examineur*

Dédicaces

*A mon père **Majid**,*

*A ma mère **Amna**,*

*A ma sœur **Sarra**,*

*A ma chère femme **Amal**,*

*A ma fille **Mariem**,*

*A mes beaux parents **Ammar** et **Hayet**,*

A tous ceux qui me sont chers,

Remerciements

Cette thèse de Doctorat a été réalisée dans le cadre d'une cotutelle entre la Faculté des Sciences de Tunis et l'Université de Rennes 1 I. Les travaux de recherche qui ont fait l'objet de ce manuscrit ont été réalisés sur deux sites : En France, au sein de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR), de l'Institut National des sciences Appliquées de Rennes (INSA Rennes) et en Tunisie dans le laboratoire « Innovation of Communicant and Cooperative Mobiles » (Innov'com) de l'Ecole Supérieure de Communication (SUP'COM).

Je tiens à remercier spécialement mon directeur de thèse français **Pr. Kouroch MAHJOUBI**. Je vous remercie d'avoir cru en mes capacités, pour le temps et la patience que vous m'avez accordés tout au long de ces années. Je garderai dans mon cœur votre générosité et votre compréhension. Pour tout ce que vous m'avez donné, je vous remercie très sincèrement.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse tunisien **Pr. Fethi CHOUBANI** d'avoir bien assuré la direction et l'encadrement de mes travaux de thèse.. Je garde toujours beaucoup de plaisir à discuter avec vous et à bénéficier de vos conseils.

Je tiens à remercier mon ex-directeur de thèse **Pr. Habib ZANGAR**, à qui j'adresse mes remerciements les plus sincères pour ses conseils, ses encouragements et ses qualités humaines.

Mes vifs remerciements vont particulièrement au **Dr. Hatem RMILI** pour m'avoir initié à la recherche. Je tiens à vous exprimer toute ma gratitude en témoignage de votre gentillesse, votre patience, ainsi que pour vos conseils que vous n'avez cessé de me prodiguer depuis mon stage de mastère. J'ai beaucoup apprécié travailler à vos côtés tant sur le plan scientifique que sur le plan humain.

J'exprime ma profonde reconnaissance au **Dr. Jean-Marie FLOCH** pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche depuis mon stage de mastère et qui m'a initié aux premiers secrets de la recherche expérimentale. Je tiens à vous remercier vivement pour votre présence constante durant ces travaux, vos idées pertinentes et vos conseils avisés.

Je remercie **Pr. Valérie VIGNERAS** et **Pr. Hichem TRABELSI** d'avoir accepté de rapporter cette thèse. Vos remarques pertinentes et vos conseils précieux m'ont beaucoup aidé à améliorer la qualité de ce travail.

Mes sincères remerciements et ma gratitude vont aussi à **Pr. Habiba OUSLIMANI** et **Pr. Ali GHARSALLAH** pour avoir accepté de juger ce travail en tant qu'examineurs. Je leur adresse mes sentiments les plus respectueux.

Table des Matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....1

CHAPITRE I. ÉTAT DE L'ART SUR LES ANTENNES MINIATURES, DIRECTIVES ET RECONFIGURABLES.....4

I.1. INTRODUCTION -----5

I.2. LES ANTENNES MINIATURES -----6

I.2.1. MODIFICATION DE LA GÉOMÉTRIE -----6

I.2.1.1. Antennes méandres-----6

I.2.1.2. Antennes fractales-----7

I.2.2. UTILISATION D'ÉLÉMENT LOCALISÉS -----8

I.2.3. INSERTION DE COURTS CIRCUITS -----8

I.2.4. EMPLOI DE MATÉRIAUX -----9

I.2.4.1. Matériaux diélectriques, magnétiques ou magnéto-diélectriques-----9

I.2.4.2. Métamatériaux-----11

I.2.4.3. Antennes inspirées des métamatériaux-----12

I.3. LES ANTENNES MINIATURES ET DIRECTIVES-----14

I.3.1. LES ANTENNES AVEC REFLECTEURS -----14

I.3.2. LES SOURCES DE HUYGENS -----15

I.3.3. LES ANTENNES CHARGÉES -----16

I.3.4. LES ANTENNES UTILISANT DES ÉLÉMENTS PARASITES -----16

I.3.5. LES RESEAUX D'ANTENNES COMPACTES -----17

I.4. LES ANTENNES RECONFIGURABLES -----18

I.4.1. LES ANTENNES RECONFIGURABLES EN FRÉQUENCE -----19

I.4.1.1. La modification géométrique -----19

I.4.1.2. Court circuit commutable-----20

I.4.1.3. Fente ou ligne commutables-----	20
I.4.2. LES ANTENNES RECONFIGURABLES EN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT -----	21
I.4.2.1. Modification géométrique -----	21
I.4.2.2. Court circuit commutable-----	22
I.4.2.3. Fente et ligne commutable-----	22
I.5. CONCLUSION-----	25
I.6. RÉFÉRENCES-----	26

CHAPITRE II. ANTENNES MINIATURES ET MULTIFRÉQUENCES INSPIRÉES DES MÉTAMATERIAUX.....30

II.1. INTRODUCTION-----	31
II.2. MONOPÔLES AVEC UN PARASITE VERTICAL-----	32
II.2.1. ETUDE ET CONCEPTION DES ANTENNES -----	32
II.2.1.1. Monopôle de référence -----	32
II.2.1.2. Rappel des caractéristiques de l'antenne « Z »-----	35
II.2.1.3. Conception de monopôles miniatures-----	36
II.2.1.4. Conception d'antennes multifréquences-----	40
II.2.2. VALIDATION EXPERIMENTALE -----	41
II.2.2.1. Prototypes -----	41
II.2.2.2. Coefficient de réflexion -----	42
II.2.2.3. Efficacité-----	43
II.3. MONOPÔLES EN TECHNOLOGIE IMPRIMÉE AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES-----	44
II.3.1. ETUDE ET CONCEPTION DES ANTENNES -----	45
II.3.1.1. Etude et conception du monopôle seul-----	45
II.3.1.2. Conception d'antennes miniatures -----	46
II.3.1.3. Conception d'antennes multifréquences-----	51
II.3.2. VALIDATION EXPERIMENTALE -----	54

II.3.3.1. Prototypes -----	54
II.3.3.2. Coefficient de réflexion -----	55
II.3.3.3. Efficacité-----	56
II.3.3.4. Diagrammes de rayonnement 2D-----	56
II.4. ANTENNES DIPOLES AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES-----	58
II.4.1. ETUDE ET CONCEPTION DES ANTENNES -----	58
II.4.1.1. Etude et conception du dipôle seul-----	58
II.4.1.2. Conception d'antennes miniatures -----	61
II.4.1.3. Conception d'antennes multifréquences-----	65
II.4.2. VALIDATION EXPERIMENTALE -----	69
II.4.2.1. Prototypes -----	69
II.4.2.2. Coefficient de réflexion -----	69
II.5. ANTENNES DIPÔLES AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES ET UN PARASITE --	--
-----	70
II.5.1. ETUDE, CONCEPTION ET RÉALISATION DE L'ANTENNE -----	70
II.5.1.1. Conception de l'antenne -----	70
II.5.1.2. Prototype-----	71
II.5.2. PERFORMANCES DE L'ANTENNE -----	71
II.5.2.1. Coefficient de réflexion -----	71
II.5.2.2. Distribution des courants surfaciques -----	72
II.5.2.3. Diagrammes de rayonnement -----	73
II.6. CONCLUSION-----	75
II.7. RÉFÉRENCES-----	76

CHAPITRE III. ANTENNES MINIATURES ET DIRECTIVES78

III.1. INTRODUCTION	79
III.2. OBJECTIFS ET CONTEXTE DE L'ETUDE	80
III.2.1. DIRECTIVITÉ MAXIMALE D'UN RÉSEAU D'ANTENNES	80
III.2.2. SOURCE D'HUYGENS	82
III.3. ANTENNES À BASE DE SRR	86
III.3.1. STRUCTURE PROPOSÉE	86
III.3.2. FONCTIONNEMENT À LA FRÉQUENCE F_M	88
III.3.3. ETUDE DE LA DIRECTIVITÉ À LA FRÉQUENCE F_R EN FONCTION DE LA DISTANCE DE COUPLAGE d_1	89
III.3.4. VALIDATION EXPERIMENTALE	91
III.3.4.1. Prototypes	91
III.3.4.2. Coefficient de réflexion	91
III.3.4.3. Efficacité	93
III.3.4.4. Diagrammes de rayonnement 2D	93
III.4. ANTENNES MINIATURE ET DIRECTIVES	95
III.4.1. STRUCTURES PROPOSÉES	95
III.4.2. RÉSULTATS	96
III.4.2.1. Simulation	96
III.4.2.2. Validation expérimentale	102
III.5. CONCEPTION D'UNE SOURCE D'HUYGENS AU DESSUS D'UN PLAN DE MASSE	105
III.5.1. INTRODUCTION	105
III.5.2. CONCEPTION DE L'ÉLÉMENT SRR SEUL	105
III.5.3. CONCEPTION DU MONOPOLE SEUL	107
III.5.4. CONCEPTION DE LA SOURCE D'HUYGENS	108
III.6. CONCLUSION	109

III.7. RÉFÉRENCES	110
-------------------------	-----

CHAPITRE IV. ANTENNES RECONFIGURABLES EN DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT.....112

IV.1. INTRODUCTION	113
--------------------------	-----

IV.2. ANTENNES RECONFIGURABLES EN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT	114
--	-----

IV.2.1. ANTENNES AVEC UN SRR ET DEUX FENTES	114
---	-----

IV.2.1.1. Conception	114
----------------------------	-----

IV.2.1.2. Résultats de simulation.....	114
--	-----

IV.2.1.3. Validation expérimentale	117
--	-----

IV.2.2. ANTENNES AVEC UN SRR ET QUATRES FENTES	119
--	-----

IV.2.2.1. Conception	119
----------------------------	-----

IV.2.2.2. Résultats de simulation.....	120
--	-----

IV.2.3. ANTENNES AVEC DEUX SRRs.....	124
--------------------------------------	-----

IV.2.3.1. Conception	124
----------------------------	-----

IV.2.3.2. Résultats de simulation.....	125
--	-----

IV.2.3.3. Validation expérimentale	127
--	-----

IV.2.4. ANTENNES AVEC TROIS ET QUATRE SRRs	129
--	-----

IV.2.3.1. Conception	129
----------------------------	-----

IV.2.3.2. Résultats de simulation.....	131
--	-----

IV.3. CONCLUSION	133
------------------------	-----

IV.4. RÉFÉRENCES	134
------------------------	-----

CONCLUSION GÉNÉRALE.....139

LISTE DES PUBLICATIONS.....139

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Au cours de ces dernières années, les systèmes de télécommunications ont connu un développement fulgurant marqué notamment par la création de nouveaux standards tels que le GSM (Global System for Mobile communications), le DCS (Digital Cellular System), l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), le WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), ...etc. Parallèlement à cela, de nouvelles applications (GPS, Bluetooth, WiFi, DVB-H, etc) sont venues s'implémenter sur les terminaux mobiles fonctionnant dans une bande de fréquence allant de 470 MHz à 5.8 GHz. Le challenge actuel consiste à offrir aux utilisateurs toutes ces fonctionnalités dans un même terminal.

Pour faire face à ce besoin grandissant d'intégrer plusieurs standards et de nouvelles applications dans le même appareil mobile, de nouveaux concepts d'antennes miniatures et multifréquences font l'objet de nombreuses recherches.

Le principal objectif de cette thèse est de proposer de nouvelles architectures d'antennes miniatures, multifréquences, directives et reconfigurables en diagramme de rayonnement intégrables dans des systèmes communicants compacts. Pour la conception des différentes antennes proposées dans ce manuscrit, nous utiliserons la technique dite « inspirée des métamatériaux ».

Le premier chapitre présentera un état de l'art sur les antennes miniatures et les différentes techniques pour les rendre directives ou reconfigurables. En premier lieu, un rappel sur le concept d'antennes miniatures suivi de la description de plusieurs techniques de miniaturisation sera présenté. La deuxième partie de ce chapitre fera l'objet d'un inventaire sur les techniques de conception des antennes directives. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux antennes reconfigurables. Les différentes techniques utilisées pour la réalisation de la reconfiguration en fréquence et en diagramme de rayonnement seront présentées.

L'objectif du deuxième chapitre est de proposer de nouvelles architectures d'antennes miniatures ou multifréquences en utilisant la technique inspirée des métamatériaux. Les antennes proposées emploient de nouvelles formes d'éléments parasites qui permettent d'obtenir des structures compactes et donc facilement intégrables dans les terminaux mobiles. Par ailleurs, nous nous proposons d'appliquer la technique inspirée des métamatériaux aux

monopôles placés au dessus d'un plan de masse, puis aux dipôles imprimés alimentés par une ligne micro-ruban.

Dans le troisième chapitre nous proposons d'étudier une antenne monopole associée à un SRR en vue de former une source d'Huygens. Le monopôle jouerait le rôle du dipôle électrique et le SRR, celui du dipôle magnétique. Une étude des paramètres pertinents des antennes sera menée. Cette étude va nous servir à déterminer l'impact des différents paramètres sur les performances de l'antenne, en l'occurrence la forme des diagrammes de rayonnement ainsi que la directivité.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude et la conception d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement par la technique inspirée des métamatériaux. En premier lieu une seule boucle sera utilisée intégrant d'abord deux puis quatre fentes. En deuxième lieu nous utiliserons deux SRRs puis trois et enfin quatre SRRs pour obtenir la reconfigurabilité en diagramme.

CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART SUR LES ANTENNES MINIATURES, DIRECTIVES ET RECONFIGURABLES

Table des matières

I.1. INTRODUCTION	5
I.2. LES ANTENNES MINIATURES	6
I.2.1. MODIFICATION DE LA GÉOMÉTRIE	6
I.2.2. UTILISATION D'ÉLÉMENT LOCALISÉS	8
I.2.3. INSERTION DE COURTS CIRCUITS	8
I.2.4. EMPLOI DE MATÉRIAUX	9
I.3. LES ANTENNES MINIATURES ET DIRECTIVES	14
I.3.1. LES ANTENNES AVEC REFLECTEURS	14
I.3.2. LES SOURCES DE HUYGENS	15
I.3.3. LES ANTENNES CHARGÉES	16
I.3.4. LES ANTENNES UTILISANT DES ÉLÉMENTS PARASITES	16
I.3.5. LES RESEAUX D'ANTENNES COMPACTES	17
I.4. LES ANTENNES RECONFIGURABLES	18
I.4.1. LES ANTENNES RECONFIGURABLES EN FRÉQUENCE	19
I.4.2. LES ANTENNES RECONFIGURABLES EN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT	21
I.5. CONCLUSION	25
I.6. RÉFÉRENCES	26

I.1. INTRODUCTION

Les antennes miniatures font depuis longtemps l'objet de nombreux travaux de développement. Plusieurs techniques de miniaturisation d'antennes existent, chacune soumise à des limitations physiques bien identifiées. Ainsi, les solutions actuelles résultent souvent d'un compromis entre directivité, bande passante, taille et efficacité de rayonnement et sont souvent situées loin des limites physiques. Particulièrement, la directivité maximale est confrontée à une limite maximale D_{\max} par rapport à la taille d'une antenne.

Dans un premier temps, nous passerons en revue les différents concepts de miniaturisation des antennes. Ensuite, nous présenterons les techniques utilisées pour atteindre des directivités importantes ou superdirectivités avec des antennes miniatures traitées dans la littérature.

Enfin, nous exposerons les techniques permettant la conception d'antennes reconfigurables en fréquence ainsi qu'en diagramme de rayonnement.

Avant de passer en revue les différentes techniques utilisées pour la miniaturisation des antennes, il est important de définir la notion d'antenne miniature.

Le concept des antennes miniatures ou ESA (Electrically Small Antennas) a été introduit pour la première fois par Wheeler vers 1947 qui en posa les limitations fondamentales [I.1]. D'après les travaux de Wheeler, l'antenne est dite électriquement petite si elle satisfait la condition suivante [I.2]:

$$k \cdot a < 1 \Rightarrow a < \frac{\lambda_0}{2\pi} \approx \frac{\lambda_0}{6} \quad (\text{I.1})$$

Où : $k = 2\pi/\lambda_0$: la constante de propagation en espace libre.

λ_0 : la longueur d'onde associée.

a : le rayon de la plus petite sphère englobant l'antenne (Fig. I.1).

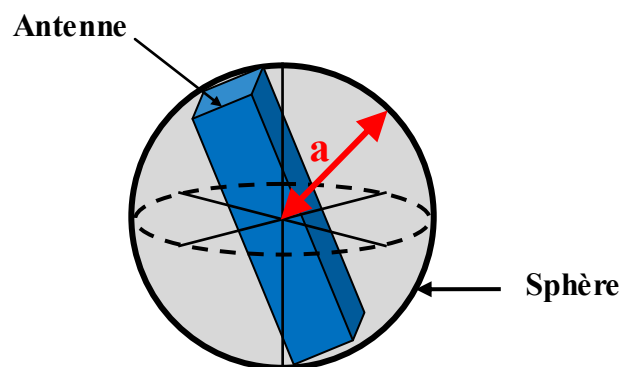


Figure I.1: Schéma de la sphère équivalente d'une antenne.

I.2. LES ANTENNES MINIATURES

Dans ce paragraphe, nous exposons une synthèse des techniques de miniaturisation d'antennes. Ces techniques ont pour but d'allonger artificiellement les dimensions du dispositif résonnant. Parmi ces techniques, celles caractérisées principalement par une modification de la géométrie de l'antenne, l'intégration d'éléments localisés, le rajout de plan réflecteurs, de court circuits ou l'utilisation de matériaux particuliers. Nous détaillerons dans la suite les différentes techniques présentées dans la littérature.

I.2.1. Modification de la Géométrie

I.2.1.1. Antennes méandres

L'antenne méandre permet de diminuer la longueur physique d'une antenne sans diminuer sa longueur électrique. On distingue en général les méandres à lignes qui existent en technologie filaire et imprimée (Fig.I.2-a) et les méandres à fentes en technologie imprimée (Fig.I.2-b). Les méandres à lignes imprimées sont constitués d'un élément rayonnant replié en forme de méandre. Les méandres à fentes, géométries duales des méandres à ligne, sont obtenus en créant une fente en forme de méandre dans un plan métallique. La figure I.2-a montre un exemple d'un monopôle méandre [I.3] qui présente une longueur de $L=137.6\text{cm}$ et une fréquence de résonance à $F_r=91.5\text{MHz}$. Un exemple d'une antenne méandre à fente [I.4] est donné par la figure I.2-b qui résonne à une fréquence $F_r=2.65\text{GHz}$.

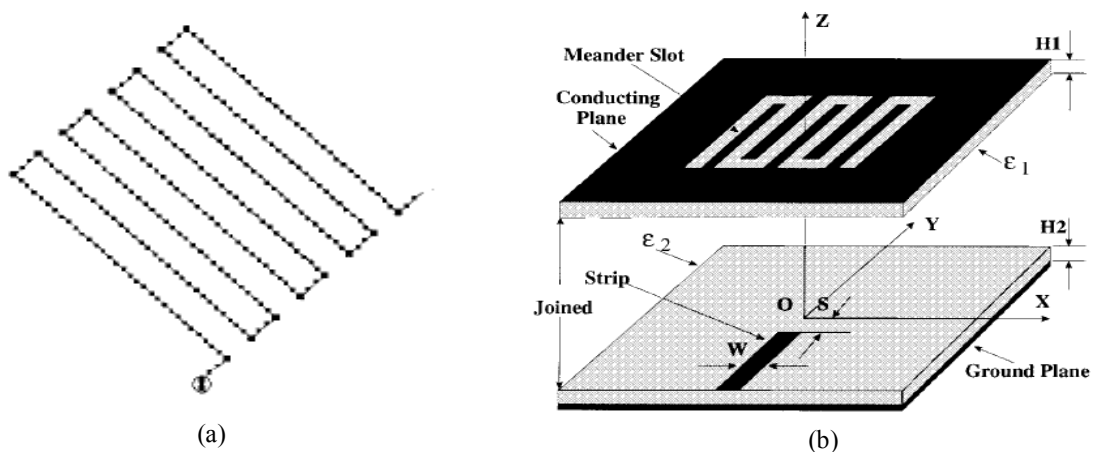


Figure I.2: Exemple d'antennes méandres : (a) Antenne méandre en technologie filaire.
et (b) Antenne méandre à fentes en technologie microstrip.

1.2.1.2. Antennes Fractales

Dans le cas des antennes fractales, l'élément rayonnant est une forme fractale selon la géométrie de Hilbert, de Koch ou celle de Sierpinski [I.5] [I.6] [I.7]. Ces géométries sont en réalité des courbes mathématiques optimisées pour remplir au mieux une surface carrée, triangulaire ou quelconque à partir d'une cellule élémentaire de même forme. Un exemple de construction de fractale de Koch à quatre itérations est donné par la figure I.3-a.

La figure I.4 donne un exemple d'antenne fractale imprimée obtenue à partir de la géométrie de Von Koch [I.8]. L'antenne est imprimée sur un substrat Roger Duroid 5880 ($\epsilon_r=2.2$), d'épaisseur 0.8mm. Elle résonne à la fréquence $F_R=825\text{MHz}$.

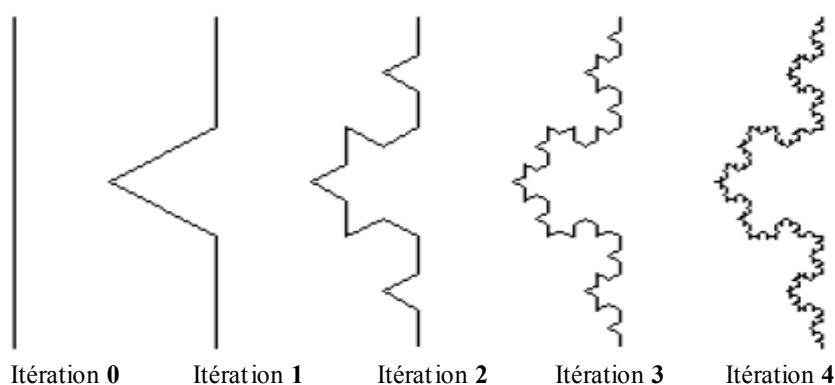


Figure I.3: Procédure de conception d'une fractale selon la géométrie de Koch.



Figure I.4: Antenne imprimée à fractales de Koch d'ordre 3.

I.2.2. Utilisation d'éléments localisés

Ces éléments localisés peuvent prendre différentes formes, du composant discret au tronçon de ligne conductrice. Concernant les composants discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitives ou encore inductives. L'utilisation de tronçons capacitifs ou selfiques a également pour objectif l'augmentation artificielle de la longueur électrique de l'antenne et donc une diminution de sa fréquence de résonance [I.9].

Le monopôle chargé par un disque est une antenne électriquement petite classique. La figure I.5 présente un exemple [I.10] d'une antenne composée d'un disque capacitif placé au dessus d'un monopôle, ce qui permet à l'antenne de résonner avec une hauteur réduite. Le facteur de miniaturisation de l'antenne est $k.r = 0.62$.

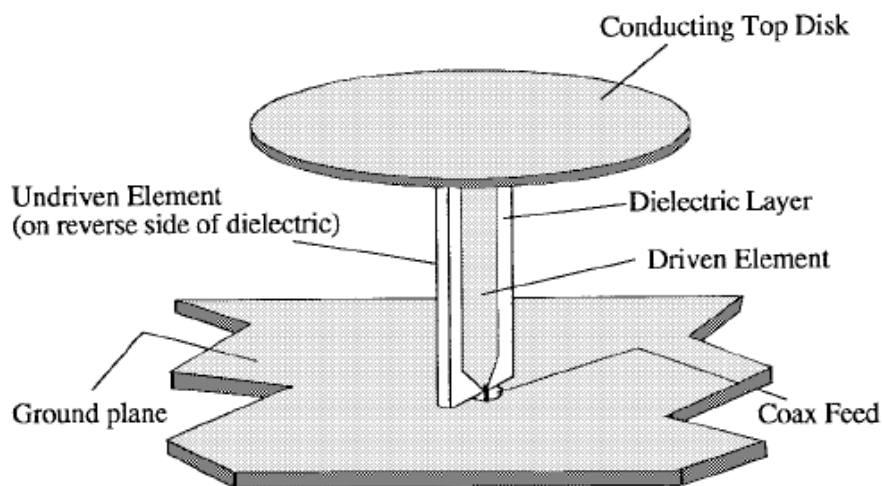


Figure I.5: Monopôle chargé par un disque.

I.2.3. Insertion de courts circuits

L'introduction d'un ou plusieurs courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse est une technique de miniaturisation souvent utilisée en technologie imprimée.

En observant la distribution du champ électrique du premier mode résonnant ou mode fondamental, TM_{100} , dans la cavité virtuellement délimitée par des murs électriques et magnétiques (Fig. I.6-a), on constate que le champ électrique s'annule au milieu du patch. Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des champs n'est nullement affectée. Par conséquent, la longueur de la structure peut être réduite de moitié. Il en résulte une antenne ayant une longueur physique de $\lambda_g/4$ dite antenne quart d'onde. Elle porte le nom de Planar Inverted-F Antenna ou PIFA ((Fig. I.6-b). Cette antenne a déjà fait l'objet de nombreuses publications [I.11] [I.12] [I.13].

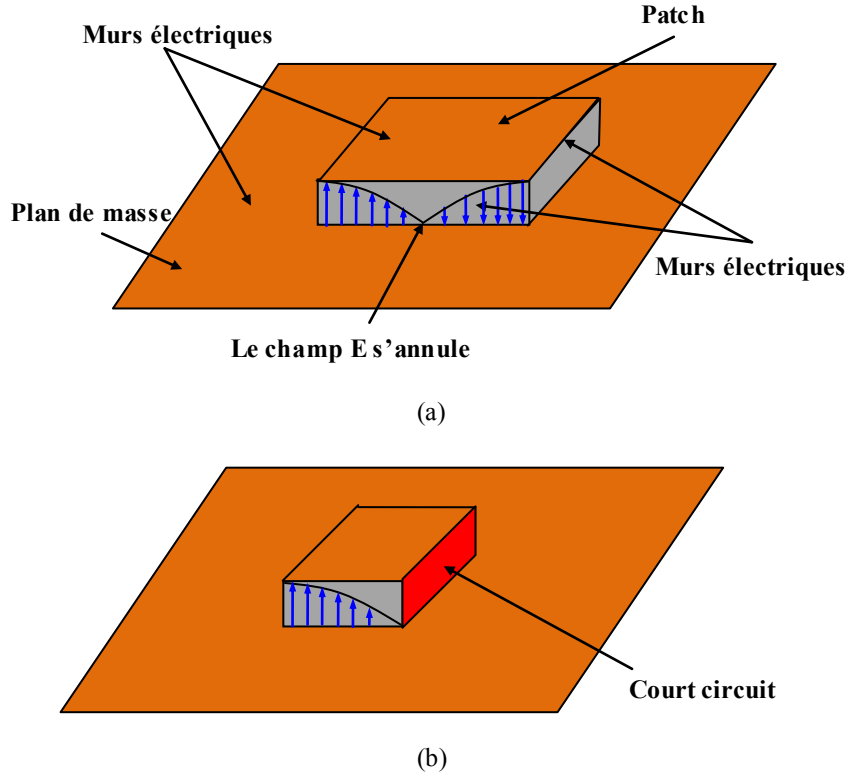


Figure 1.6: (a) Cartographie du champ E dans la cavité d'une antenne microruban (mode TM_{100}) et (b) Antenne PIFA avec court circuit.

I.2.4. Emploi de Matériaux

I.2.4.1. Matériaux diélectriques, magnétiques ou magnéto-diélectriques

L'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité [I.14] [I.15] constitue l'une des techniques de miniaturisation des antennes imprimées. En effet, en utilisant un diélectrique avec une permittivité relative ϵ_r élevée, typiquement de l'ordre de 10 ou supérieure, la longueur d'onde λ_g dans le matériau diminue, permettant de réduire la taille physique d'une antenne comme le montre l'équation (I.2).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (I.2)$$

Où : λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre.

ϵ_r est la permittivité relative du matériau.

μ_r est la perméabilité relative du matériau.

Des travaux [I.16] [I.17] ont montré la possibilité de miniaturiser les antennes par l'utilisation de matériaux magnétiques. Cette technique repose sur le même principe des matériaux diélectrique qui consiste à réduire la longueur électrique et donc l'encombrement de la structure antennaire selon l'équation précédente (I.2).

Cette longueur électrique dépend directement de la perméabilité relative du milieu équivalent. Cette technique permet une réduction du volume d'une antenne PIFA pouvant aller jusqu'à 50 % en positionnant judicieusement le matériau magnétique sur et/ou autour des points de forte concentration des courants comme le montre la figure I.7.

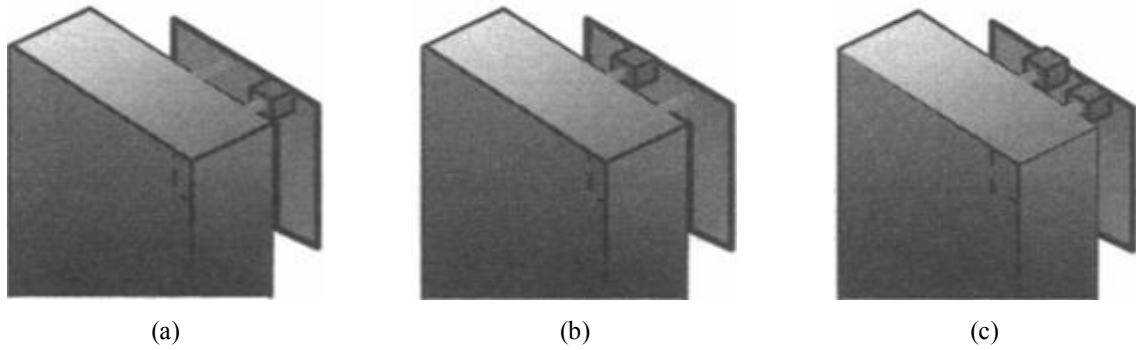
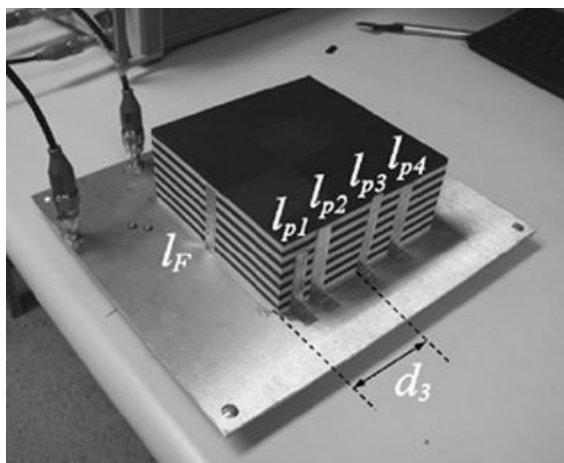


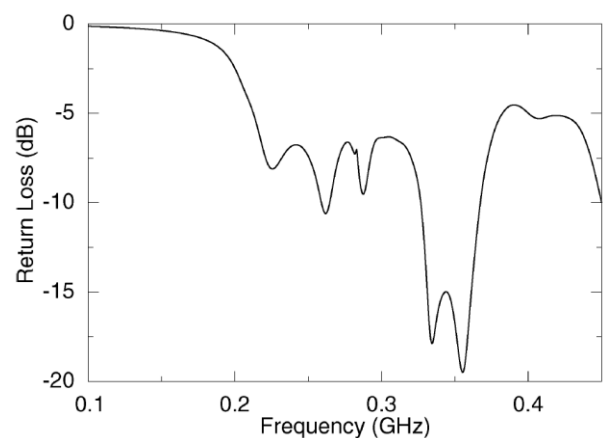
Figure I.7 : Placement d'un fragment de matériau magnétique selon trois configurations :
(a) insertion autour de l'alimentation et (b) insertion autour du court-circuit et (c) insertion autour de l'alimentation et du court-circuit.

Il est possible de combiner deux types de matériaux diélectrique et magnétique cités précédemment pour miniaturiser une antenne. L'emploi de matériaux magnéto- diélectrique a fait l'objet de nombreux travaux [I.18] [I.19].

Sarabandi et al. [I.20] ont développé un matériau constitué d'un empilement de couches diélectriques et magnéto-diélectriques pour miniaturiser une antenne imprimée (figure I.8). La perméabilité et la permittivité relative de ce matériau sont de l'ordre de $\mu_r = \epsilon_r = 16$ et les tangentes de pertes diélectriques et magnétiques valent respectivement 0.002 et 0.02.



(a)



(b)

Figure I.8: Exemple d'antenne à matériaux magnéto-diélectriques : (a) Antenne réalisée et (b) Coefficient de réflexion.

1.2.4.2. Métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels présentant des propriétés physiques singulières (permittivité et perméabilité simultanément négatives, ...). Ces matériaux sont constitués de structures périodiques (un exemple est donné dans la figure I.9), qui se comportent comme un matériau homogène avec des propriétés parfois singulières.

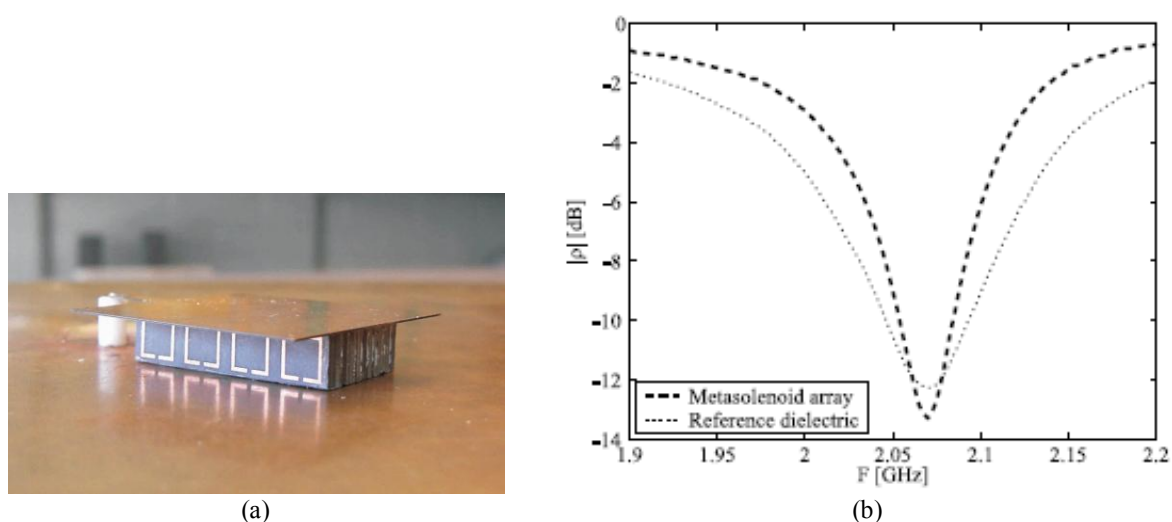
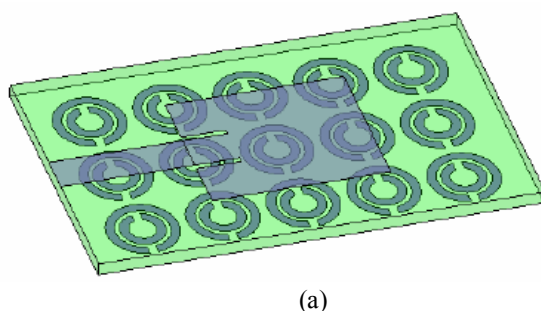


Figure I.9: (a) Antenne micro ruban imprimée sur un substrat chargé par des cellules SRRs (Split Ring Resonators) et (b) : coefficient de réflexion de l'antenne avec différents substrats.

Récemment, plusieurs études ont été menées pour utiliser ces nouveaux matériaux dans des structures antennaires afin de les miniaturiser [I.21] [I.22].

Hao, et al. [I.23] ont étudié théoriquement et expérimentalement l'influence d'un métamatériau sur la fréquence de résonance d'une antenne patch (figure I.10). En effet, le plan de masse uniforme est remplacé par un plan de masse périodiquement gravé de motifs métalliques CSRRs (Complementary Split Ring Resonators), comme le montre la figure I.10. Cette antenne a été fabriquée pour deux valeurs différentes de la permittivité du substrat diélectrique $\epsilon_r = 3$ et $\epsilon_r = 4.7$. Les résultats de mesure confirment que la fréquence de résonance de l'antenne intégrant des CSRR est significativement inférieure à celle sur substrat conventionnel.



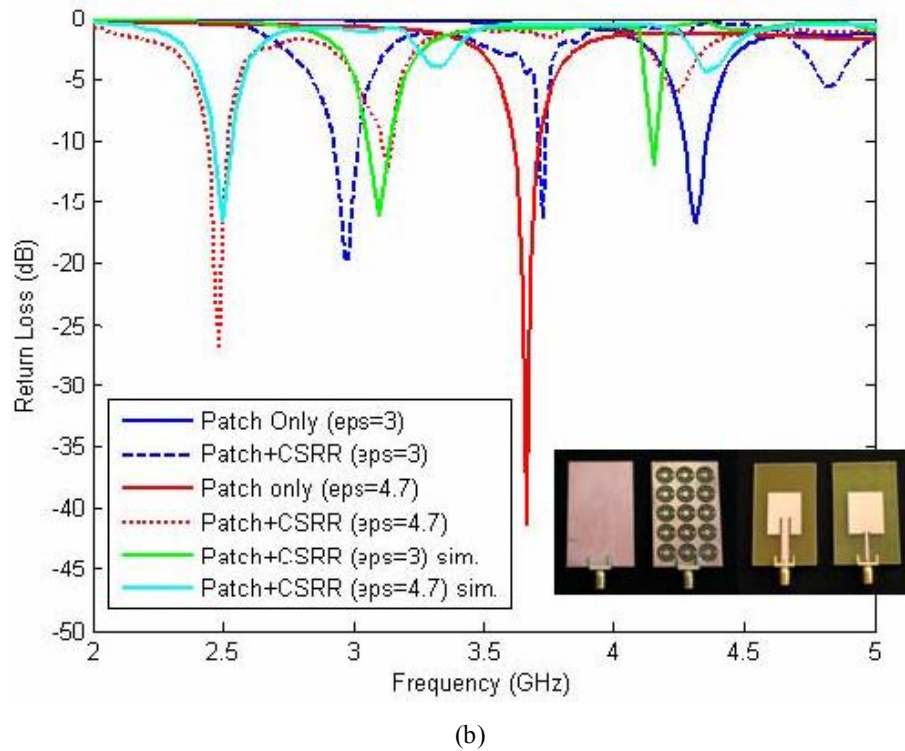


Figure I.10 : (a): Géométrie de l'antenne microruban chargée par CSRR
et (b) Coefficient de réflexion

I.2.4.3. Antennes inspirées des métamatériaux

Le concept des antennes inspirées des métamatériaux a été proposé pour la première fois par Ziolkowski [I.24]. Ce type d'antennes est caractérisé par le fait que l'on utilise une seule cellule de métamatériaux pour réaliser la structure globale contrairement au cas d'antennes à métamatériaux qui nécessitent un réseau de cellules périodiques.

Le principe de fonctionnement des antennes inspirées des métamatériaux consiste en l'utilisation d'une cellule parasite placée dans le champ proche d'un monopôle. C'est pourquoi la structure est appelée NFRP (Near Field Resonant Parasitic). Le monopôle court présente un comportement capacitif et est indirectement adapté par l'élément parasite qui lui présente un comportement inductif. On obtient ainsi un circuit résonnant comme le présente la figure I.11 Il est aussi possible d'envisager d'intégrer une self inductance sur l'élément parasite afin d'obtenir une fréquence de résonance plus basse. La technique inspirée des métamatériaux peut être utilisée pour concevoir des antennes à deux dimensions (2D) (figure I.12) [I.25] ou à trois dimensions (3D) (figure I.13) [I.25]. Cette technique permet d'augmenter l'efficacité des antennes. En effet, on peut ainsi éliminer presque la totalité de l'énergie réactive de ces antennes.

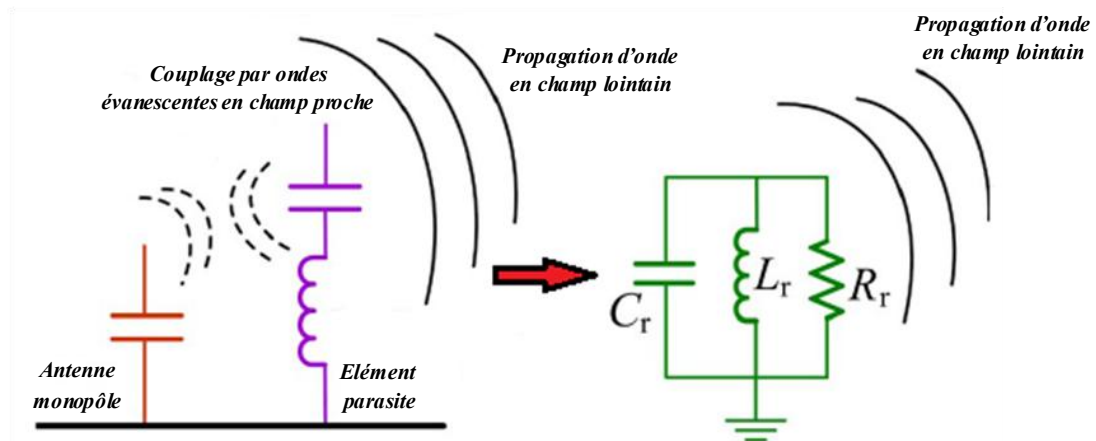
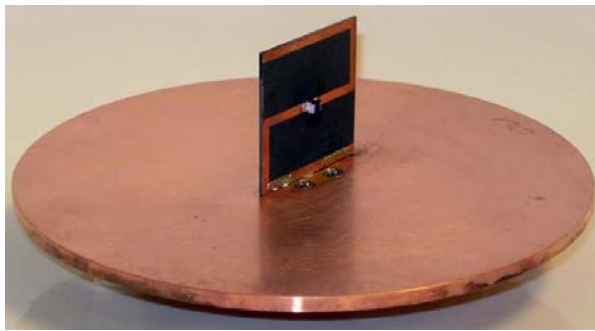
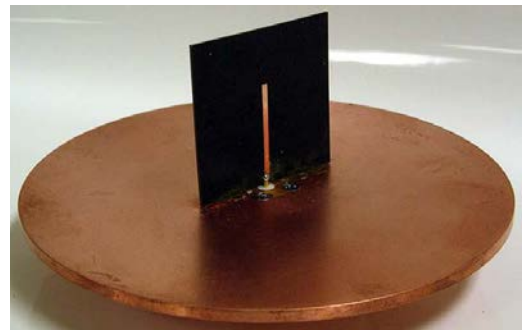


Figure I.11 : Principe de fonctionnement d'une antenne inspirée des métamatériaux.

La structure donnée par la figure I.12 consiste en un monopôle électrique associé à un élément parasite sous forme de « Z » intégrant une self inductance. La résonance propre du monopôle est à 2.45GHz.



(a)



(b)

Figure I.12: Prototype de l'antenne Z (2D), (a): face du parasite Z, (b): face du monopôle.

La structure de la figure I.13 duale de l'antenne Z (Fig.I.12), est constituée d'un monopôle magnétique replié sous forme de boucle associé à un parasite à comportement capacitif.

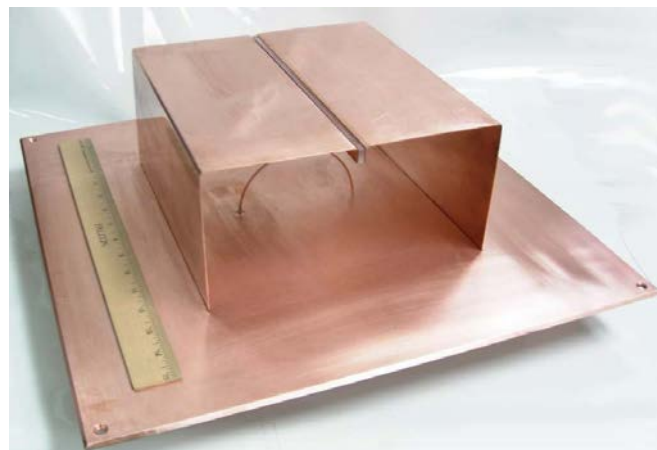


Figure I.13: Prototype de l'antenne Z (3D).

Le tableau I.1 ci-dessus donne les dimensions et les caractéristiques des deux antennes proposée (en géométries 2D et 3D).

Tableau I.1: Récapitulatif des caractéristiques de deux antennes miniatures inspirées des métamatériaux.
(Données extraites de [I.25]).

Ce paragraphe propose un inventaire des techniques identifiées dans la littérature pour atteindre des directivités importantes avec des antennes compactes. On note parmi ces techniques l'ajout de réflecteur, les sources de Huygens, l'intégration de charges, l'utilisation d'éléments parasites ou les réseaux d'antennes. Nous présentons en détails dans la suite les différentes techniques existant dans la littérature.

Parmi les antennes avec réflecteur on s'intéresse aux antennes utilisant des Surfaces Haute Impédance (SHI) proposées dans [I.26] et [I.27]. Ces antennes sont plus petites en épaisseur que les antennes utilisant des réflecteurs métalliques. En effet une antenne placée au dessus d'un plan métallique nécessite généralement une distance de $\lambda/4$ à ce plan afin d'obtenir des interférences constructives optimales du champ (métal = déphasage d'une onde incidente de 180°) alors qu'il est possible théoriquement de se mettre aussi près que possible d'une SHI et avoir le même comportement [I.28] (SHI = déphasage de l'onde incidente de 0°). La figure I.14 rappelle le principe d'interférences constructives au-dessus d'un réflecteur. Ce type d'antennes permet d'atteindre les limites d'Harrington en termes de directivité cependant elles restent assez volumineuses.

Figure I.14: Principe de l'augmentation de la directivité par réflexion.

I.3.2. Les sources de Huygens

Les sources de Huygens présentent une deuxième technique pour la conception des antennes superdirectives. Cette technique utilise les propriétés naturelles de rayonnement en combinant un mode TE en quadrature avec un mode TM d'ordre $N=1$. Cette configuration résulte de la combinaison d'un dipôle électrique (Champs électrique E) et d'un dipôle magnétique (champs magnétique H). D'après Yaghjian [I.29] la directivité maximum obtenue en utilisant une source de Huygens est de l'ordre de 4.7dBi ($N=1$ donc la directivité d'Harrington est de 4.7dBi). La multiplication des sources permet d'atteindre 11.8dBi de directivité (cas de 3 sources). Les références [I.30] [I.31] utilisent cette technique afin d'atteindre la superdirectivité. Le principe de fonctionnement de la source de Huygens est rappelé dans la figure I.15.

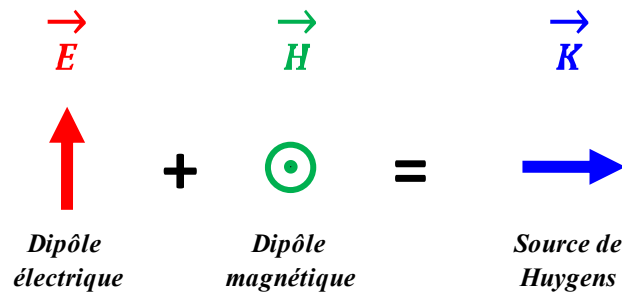


Figure I.15 : Principe de la source de Huygens par combinaison des champs E et H issus respectivement d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique.

Un exemple d'antenne miniature superdirective [I.32] utilisant la source de Huygens est donnée par la figure I.16. Cette antenne est conçue par la technique inspirée des métamatériaux.

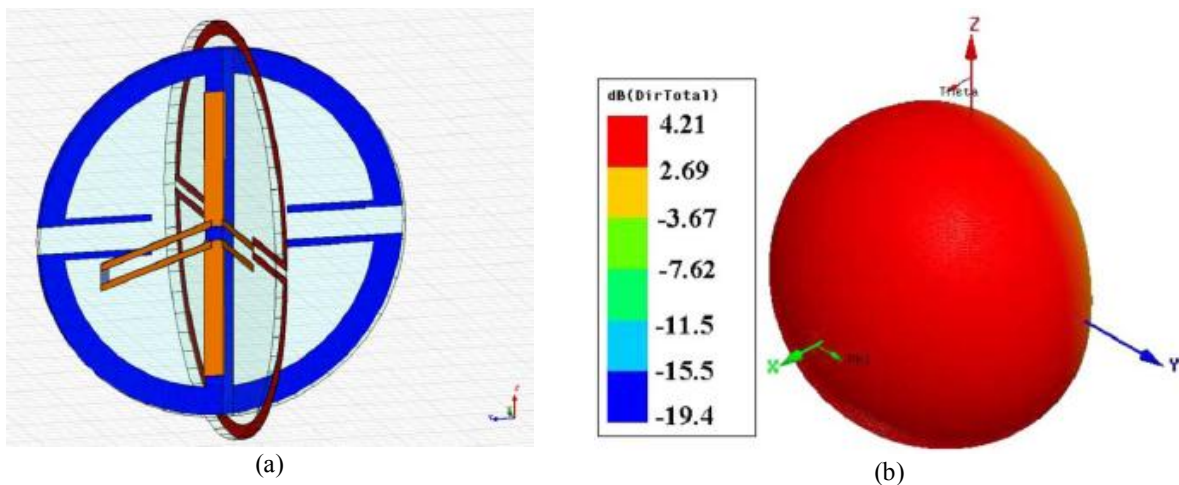


Figure I.16: Antenne miniature utilisant la source de Huygens:
(a) structure de l'antenne et (b) diagramme de rayonnement 3D simulé à la fréquence $f_R=1.539$ GHz.

I.3.3. Les antennes chargées

Une troisième technique pour augmenter la directivité d'antennes compactes est de placer une résistance dans une antenne boucle [I.33] dans le but d'absorber une partie des courants réfléchis dans chaque brin, ce qui permet d'augmenter la directivité de l'antenne (figure I.17). L'intégration de résistance dans ces antennes dégrade l'efficacité du fait de l'introduction de pertes.

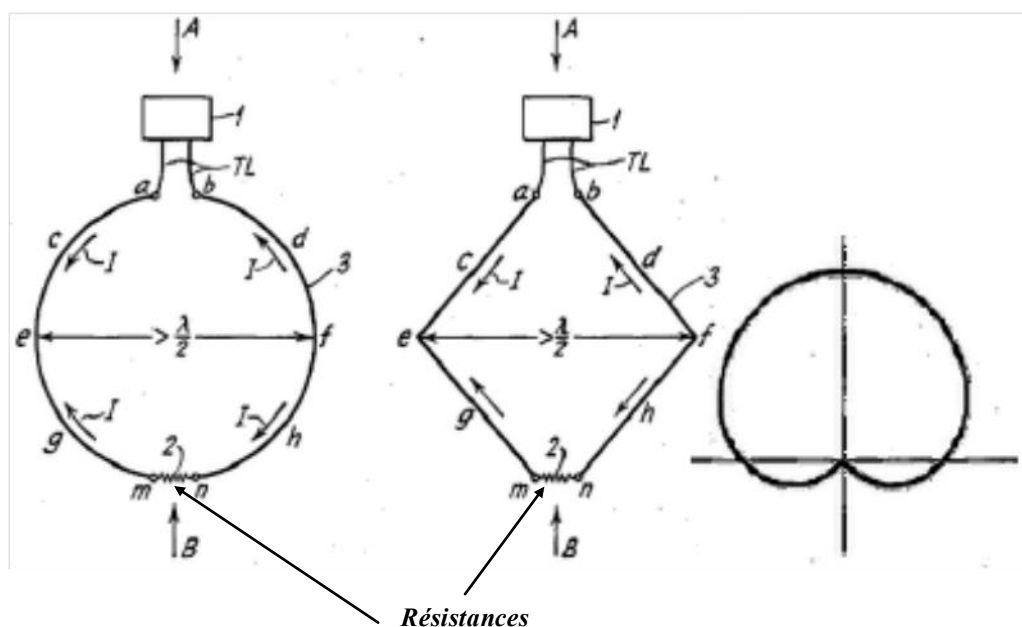


Figure I.17: Principe de directivité de l'antenne de Beverage.

Des exemples d'antennes boucles [I.33] chargées par des résistances sont donnés dans la figure I.18.

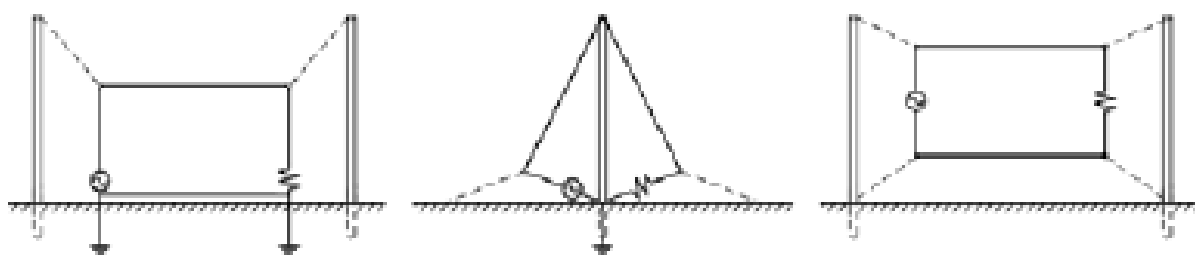


Figure I.18: Exemples d'antennes boucles miniatures chargées par des résistances employées par les radios amateurs.

I.3.4. Les antennes utilisant des éléments parasites

En outre, en plaçant un élément parasite au dessus d'une antenne dipôle afin de minimiser le rayonnement arrière et focaliser la puissance rayonnée dans une direction privilégiée, il est possible d'augmenter la directivité de l'antenne (figure I.19).

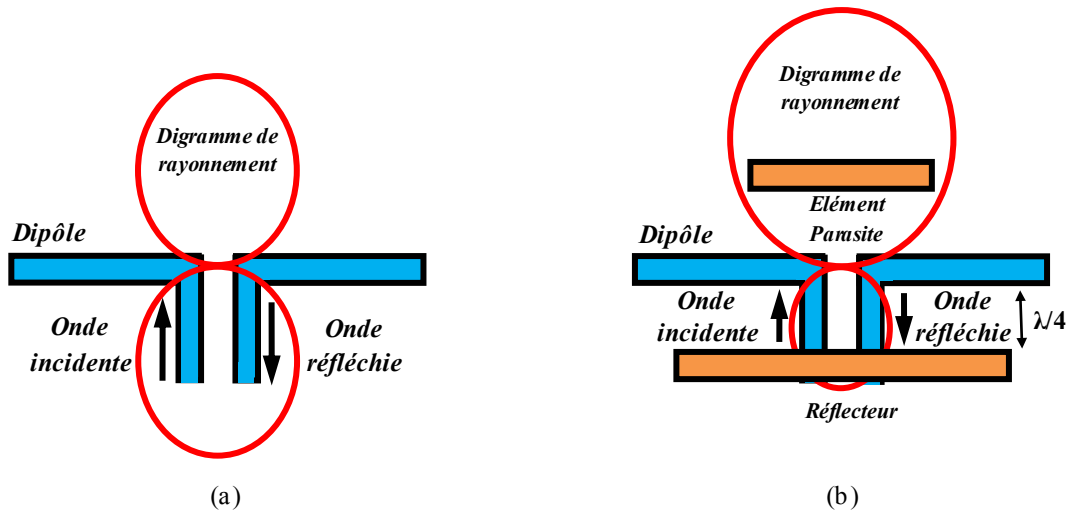


Figure I.19: Exemple d'une antenne à éléments parasites :
(a) dipôle seul et (b) dipôle avec un élément parasite directeur et un réflecteur.

La figure I.20 représente un exemple d'une antenne dipôle compacte [I.35] utilisant un élément parasite afin d'augmenter la directivité.

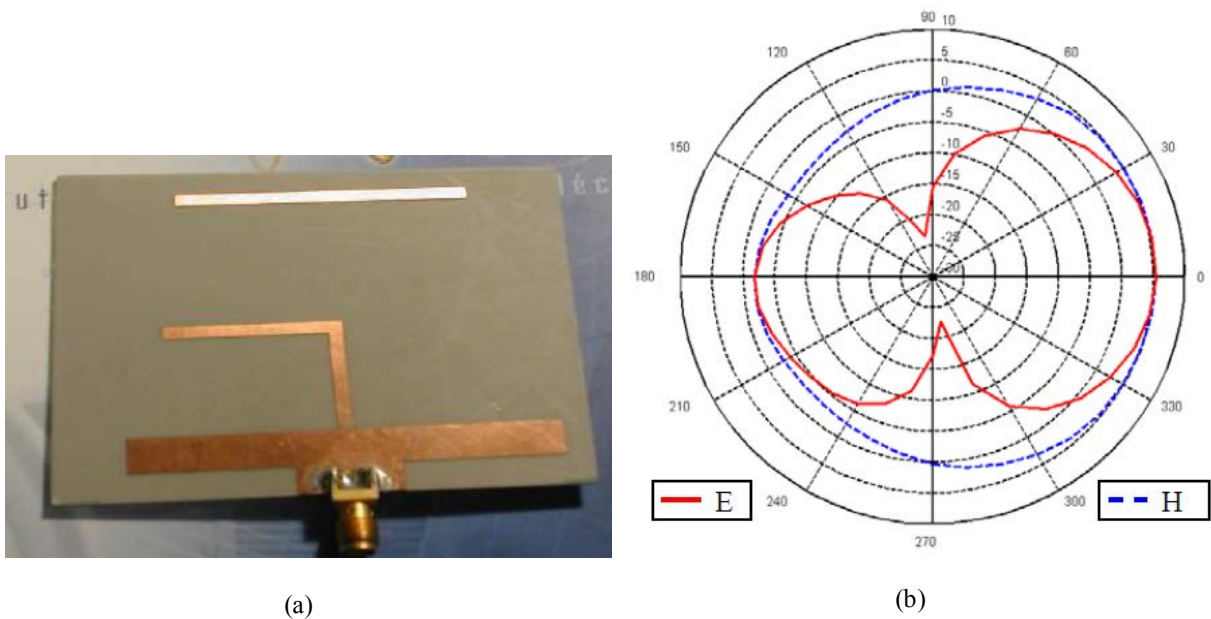
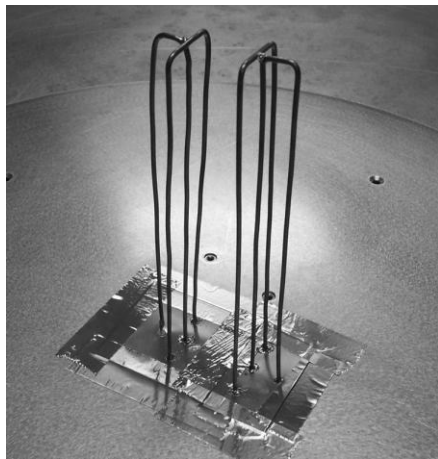


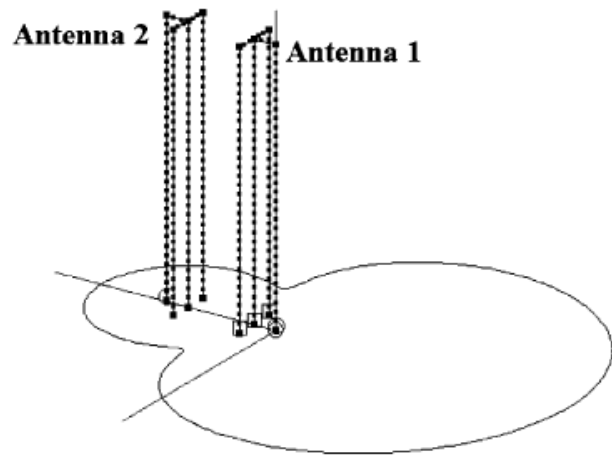
Figure I.20: Antenne dipôle compacte utilisant un élément parasite directeur :
(a) prototype, (b) diagramme de rayonnement 2D mesuré dans les plan E et H à la fréquence $f_R=2.45$ GHz.

I.3.5. Les réseaux d'antennes compactes

Enfin, les réseaux d'antenne représentent une des méthodes pour obtenir des structures miniatures et directives. Cette technique est basée sur la combinaison des rayonnements de multiples sources compactes permettant d'augmenter la directivité du réseau [I.36] (figure I.21). L'optimisation du facteur de réseau en maîtrisant les phénomènes de couplage [I.37] permet d'augmenter la directivité.



(a)



(b)

Figure I.21 : Réseau d'antennes compactes et superdirectives :
(a) prototype de l'antenne à deux éléments parasites, (b) Diagramme de rayonnement résultant.

I.4. LES ANTENNES RECONFIGURABLES

Le terme antenne reconfigurable a été utilisé pour la première fois par Brown [I.38] dans son article paru en 1998. Une antenne reconfigurable est une antenne qui peut changer au moins une de ses caractéristiques par application d'une commande électrique, mécanique ou autre, et cela en fonction des besoins et du contexte environnemental. La reconfiguration de l'antenne est obtenue par la modification de la distribution du courant électrique, et par conséquent des propriétés du champ électromagnétique et de l'impédance. Selon la fonction de reconfigurabilité il existe trois types de reconfigurations : reconfiguration en fréquence, en diagramme de rayonnement ou de polarisation.

La reconfiguration en fréquence concerne plusieurs fonctions : la commutation entre différentes fréquences de fonctionnement, l'accord en fréquence, la variation de la bande passante ou encore le réglage de fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de bande de fréquences.

La reconfiguration du diagramme de rayonnement consiste en la modification de la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne, le balayage angulaire du faisceau et les fonctionnalités de filtrage spatial (zéros de rayonnement dans des directions particulières, ...).

Enfin la reconfiguration de la polarisation correspond à la modification de la polarisation de l'antenne linéaire ou circulaire sans modifier forcément les fréquences de fonctionnement ou la forme du diagramme de rayonnement.

De nombreuses techniques sont utilisées afin de rendre une antenne reconfigurable : modifications des lignes de champ, modification de propriétés diélectriques ou magnétiques d'éléments de l'antenne, déformation géométrique, etc.. Des composants actifs peuvent aussi

être employés afin d'assurer la reconfigurabilité (diodes, transistors, MEMS – Micro Electro Mechanical Systems -, etc.).

Les paragraphes qui suivent, présentent un aperçu sur quelques antennes reconfigurables en fréquence et en diagrammes de rayonnement rencontrées dans la littérature.

I.4.1. Antennes reconfigurables en fréquence

Dans cette section, trois techniques utilisées pour obtenir une reconfiguration en fréquence sont présentées à savoir : la modification géométrique de l'antenne, l'utilisation de court circuits commutables et l'insertion de fentes ou de lignes commutables. Ces techniques permettent à l'antenne de fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences.

I.4.1.1. La modification géométrique

De nombreuses antennes reconfigurables utilisent la modification géométrique. Le principe de fonctionnement est basé sur la modification de la longueur électrique de l'élément rayonnant, ceci entraîne un changement de la fréquence de résonance. Cette technique peut être appliquée à différentes formes d'antennes : dipôles [I.39], patch [40] méandres [I.41], fractales [I.42]. Ce type d'antennes comporte des motifs avec des tailles différentes. Le placement judicieux de commutateurs sur la structure fractale permet d'obtenir une taille spécifique correspondant à une fréquence de résonance. La figure I.22 illustre deux exemples d'antenne reconfigurable en fréquence utilisant la modification géométrique. Le premier exemple (Fig I.22) présente une antenne Sierpinsky [I.43] de forme fractale, constituée de triangles identiques. Des interrupteurs de type RF-MEMS sont ensuite placés entre les triangles. L'antenne a été conçue pour fonctionner dans trois bandes de fréquence autour de 8, 14, et 24 GHz.

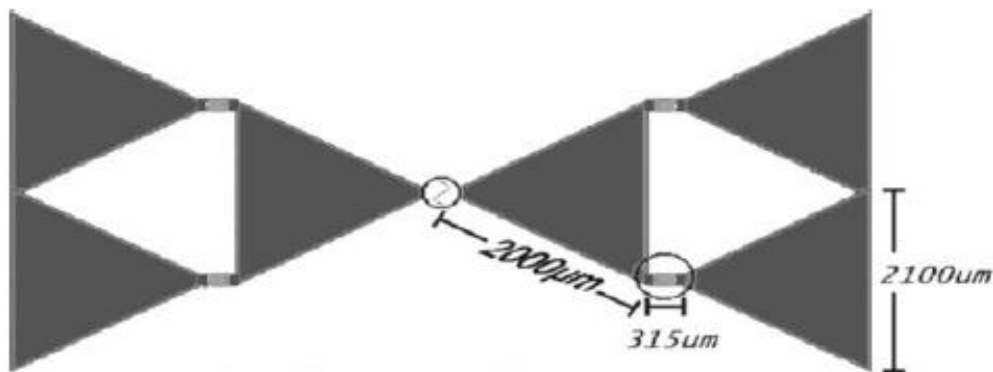


Figure I.22: Antenne fractale reconfigurables en fréquence des commutateurs RF MEMS.

1.4.1.2. Court circuit commutable

Une deuxième technique dans le domaine des antennes reconfigurables consiste en l'utilisation de court-circuits commutables. En effet, l'activation d'un court-circuit commutable permet de modifier la circulation des courants sur l'antenne et en conséquence sa fréquence de fonctionnement. La Fig. 1.23 représente un exemple simple d'antenne patch intégrant des court-circuits commutables [I.44]. La commutation de ces interrupteurs permet dans ce cas d'obtenir deux fréquences de résonance différentes.

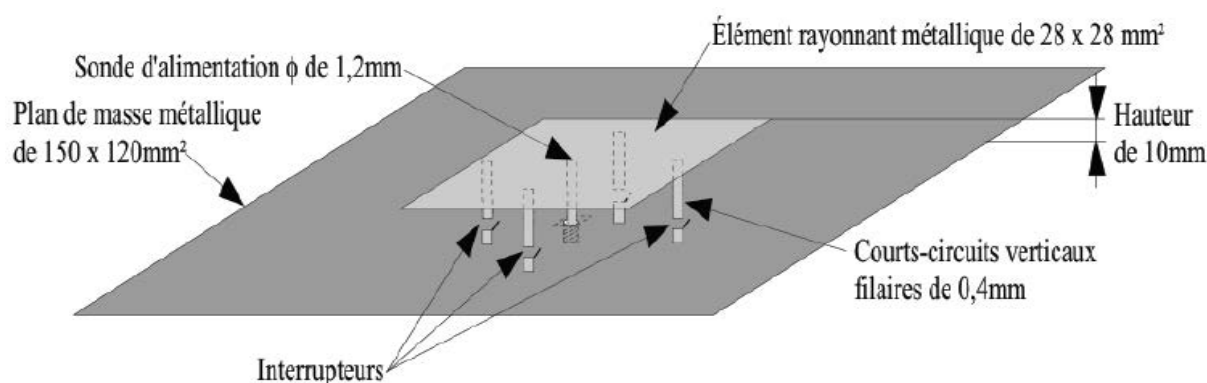


Figure 1.23: Exemple d'antenne patch à courts-circuits commutables.

1.4.1.3. Fente ou ligne commutables

Les fentes et les lignes commutables sont également très utilisées pour rendre une antenne reconfigurable en fréquence [I.45] [I.46]. En effet l'ajout de fentes ou des lignes chargées par des composantes (Diode PIN, Varactors ...etc) entraîne la perturbation de courant sur l'élément rayonnant permettant ainsi d'accorder l'antenne à différentes fréquences de fonctionnement.

Un exemple d'antennes reconfigurables en fréquence à diodes PIN utilisant la ligne commutable est présenté par la Figure I.24 [47]. La structure consiste en une antenne quasi-Yagi munie d'un dipôle replié. La fréquence de fonctionnement de l'antenne est commandée électroniquement par des diodes PIN afin de modifier la longueur électrique du dipôle replié. Lorsque les diodes 1 et 2 sont passantes (les autres diodes étant bloquées), la longueur du dipôle est réduite, et l'antenne fonctionne dans la bande de fréquences 6.4 à 8 GHz. Dans le cas inverse (diodes 1 et 2 bloquées, et diodes 3 à 6 passantes), la bande passante de l'antenne s'étend de 5.3 à 6.6 GHz.

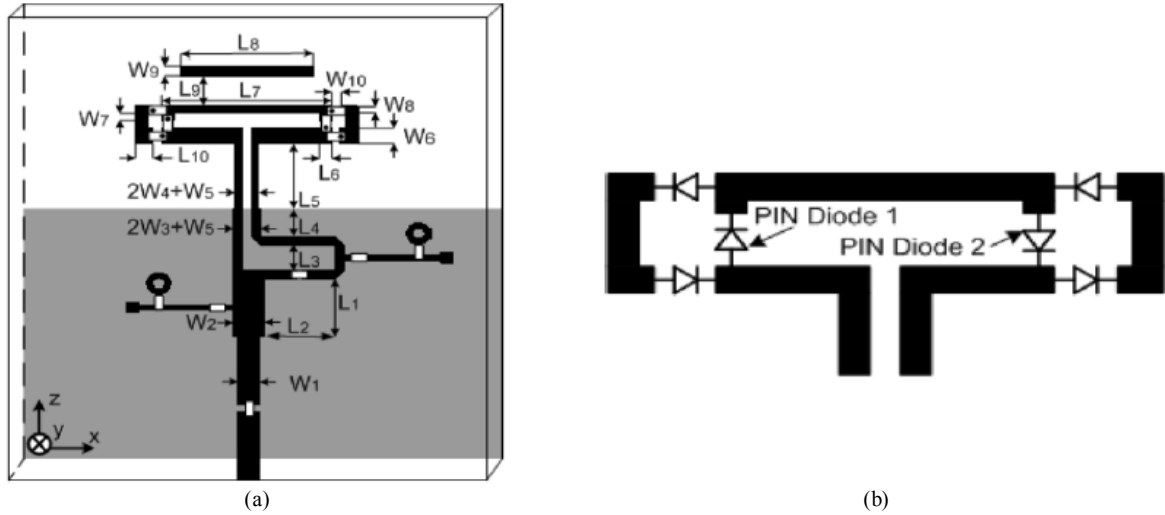


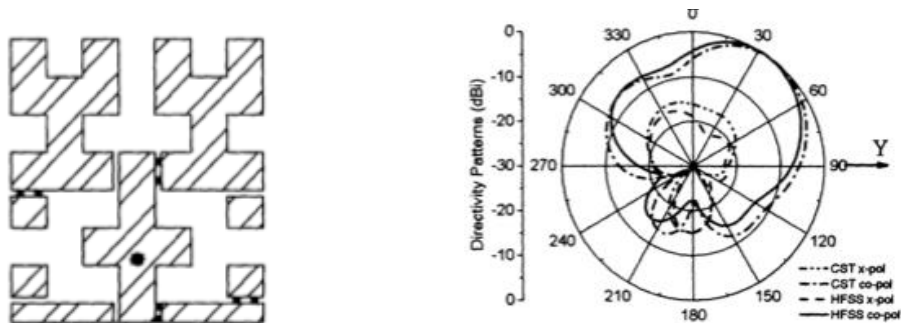
Figure I.24: Antenne quasi-Yagi à dipôle replié reconfigurable en fréquence :
(a) Géométrie de l'antenne ; (b) Position des diodes PIN sur le dipôle replié.

I.4.2. Les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

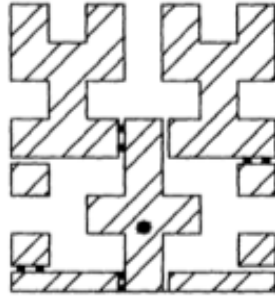
Dans ce paragraphe, nous exposons diverses techniques de reconfigurabilité en diagramme de rayonnement. Il s'agit de modifier la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne, afin de privilégier ou non certaines directions de rayonnement de l'antenne. Il existe plusieurs concepts de reconfiguration de diagramme. Parmi ces techniques, on trouve la modification géométrique, l'utilisation de courts circuits commutables et l'insertion de fentes commutables.

I.4.2.1. Modification géométrique

Contrairement au cas de la reconfiguration de fréquence, qui consiste à modifier la longueur de l'élément rayonnant pour varier la fréquence de résonance, la reconfiguration de diagramme cherche à obtenir des distributions de courant différentes sur la structure afin de modifier la direction du diagramme de rayonnement tout en gardant la fréquence de fonctionnement fixe. La figure I.25 montre l'exemple [I.48] d'une antenne fractale reconfigurable en diagramme de rayonnement utilisant la modification géométrique.



Etat 1



Etat 2

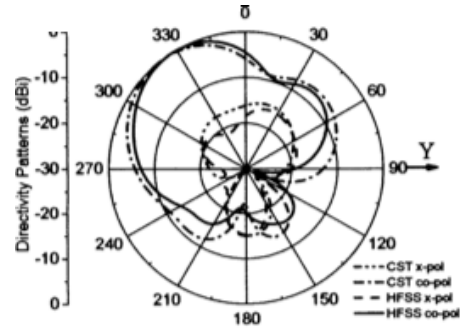


Figure I.25: Exemple d'antenne fractale reconfigurable en rayonnement.

I.4.2.2. Court circuit commutable

Les court-circuits commutables présentent une deuxième technique pour obtenir la reconfiguration en diagrammes de rayonnement. Dans ce cas on cherche plutôt à modifier la forme du diagramme en gardant la même fréquence de fonctionnement et ce par le placement judicieux des courts circuits dans des endroits spécifiques sur la ligne d'alimentation. Cette technique permet de modifier la distribution des courants sur l'antenne en gardant une impédance constante et en conséquence la fréquence de résonance.

La figure I.26 montre une antenne [I.49] munie de courts circuits commutables pour une reconfiguration de diagramme. La structure comporte deux diodes PIN: l'une est placée à un quart de longueur d'onde du point d'alimentation et permet de réaliser un court-circuit avec le plan de masse ; l'autre est située dans la spirale et permet de réaliser un court-circuit. Lorsque les deux diodes sont actives, le diagramme de rayonnement subit une rotation de 45° .

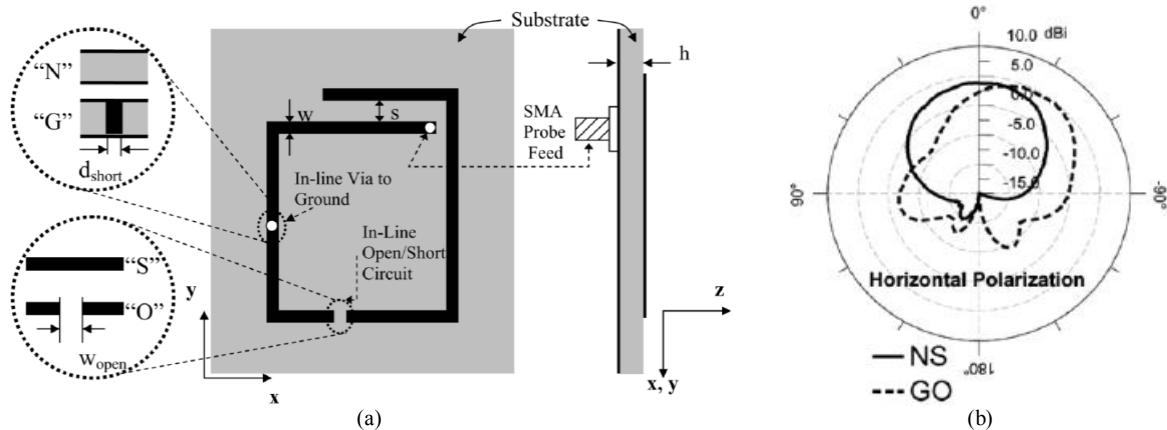


Figure I.26: Antenne spirale carrée reconfigurable en diagramme par l'utilisation de court circuit :
(a) Géométrie de l'antenne ; (b) Diagrammes 2D, NS : configuration initiale ; GO : diodes activées

I.4.2.3. Fente et ligne commutable

Les fentes commutables sont également utilisées pour obtenir une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement. Cependant leur utilisation comme dans le cas des courts

circuits, diffère de celle pour obtenir une reconfiguration en fréquence. En effet, leur placement s'effectue au niveau de l'alimentation en respectant une certaine symétrie ce qui permet de modifier le diagramme de rayonnement en gardant la même fréquence de résonance. Un exemple d'antenne [I.50] utilisant une fente commutable reconfigurable en diagramme est représentée dans la figure I.27. La structure proposée est une antenne large bande de type Vivaldi alimentée par une ligne coplanaire munie de deux fentes sont reliées à un connecteur SMA. Quatre diodes PIN sont ensuite insérées afin de commander l'état des fentes.

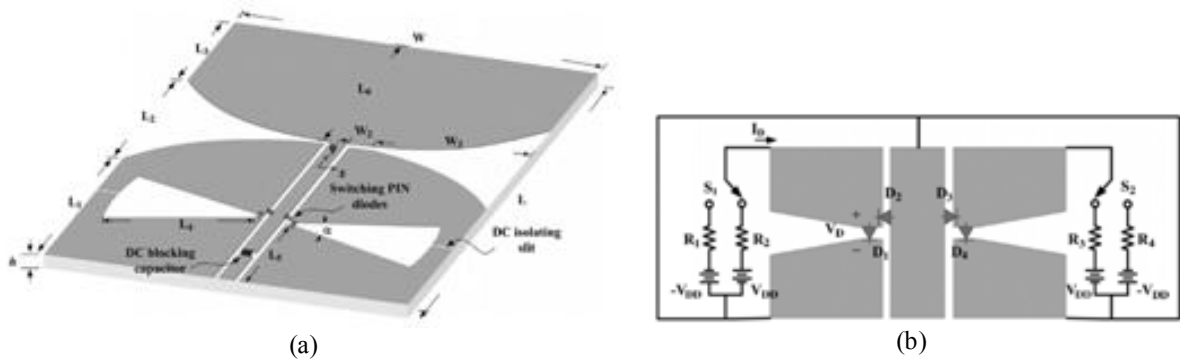


Figure I.27: Antenne reconfigurable en diagramme par l'utilisation d'une fente sur la ligne d'alimentation.

L'antenne est alimentée selon trois configurations en fonction l'état des diodes PIN ; mode coplanaire, mode droit, et mode gauche selon que la fente (droite ou gauche) est court circuitée ou non.

La Figure I.28 représente le diagramme de rayonnement de l'antenne pour ces trois configurations à la fréquence 3.5 GHz.

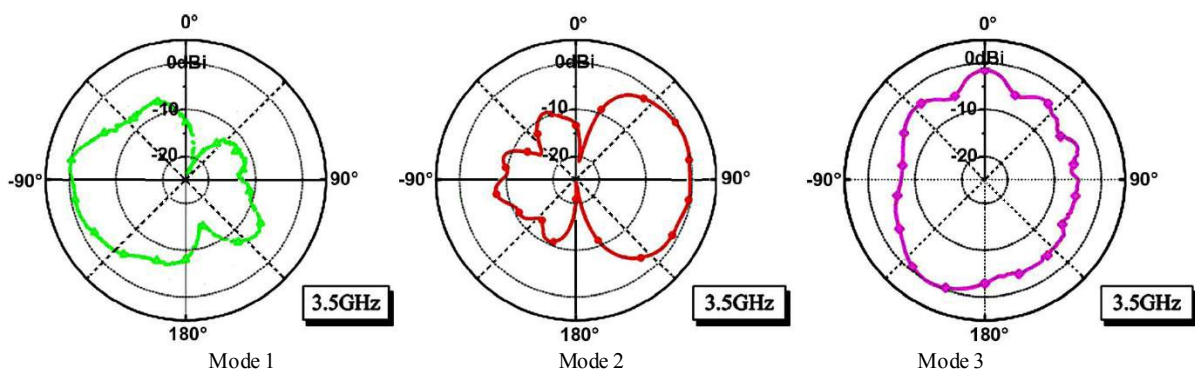


Figure I.28: Diagrammes de rayonnement à 3.5 GHz selon les trois modes de configuration.

Un deuxième exemple d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement [I.51] est donné par la figure I.29. La structure est conçue en combinant deux dipôles imprimés élémentaires. La reconfigurabilité est assurée par l'incorporation quatre diodes PIN. Suivant l'état des diodes l'antenne est capable de rayonner dans quatre directions différentes.

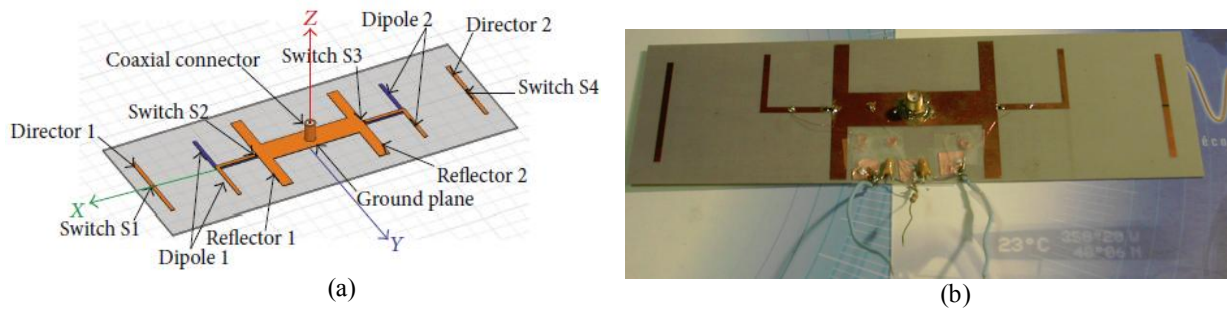


Figure I.29: Antenne reconfigurable en diagramme par l'utilisation d'une ligne commutable :
(a) Structure de l'antenne et (b) Photo du prototype.

La Figure I.30 représente les diagrammes de rayonnements de l'antenne pour ces quatre configurations à la fréquence 2.63 GHz. Les modes 1 et 2 correspondent à des rayonnements directifs dans deux directions opposées suivant l'axe des X. Alors que les modes 3 et 4 correspondent à des diagrammes plus ouverts en éliminant l'influence des directeurs.

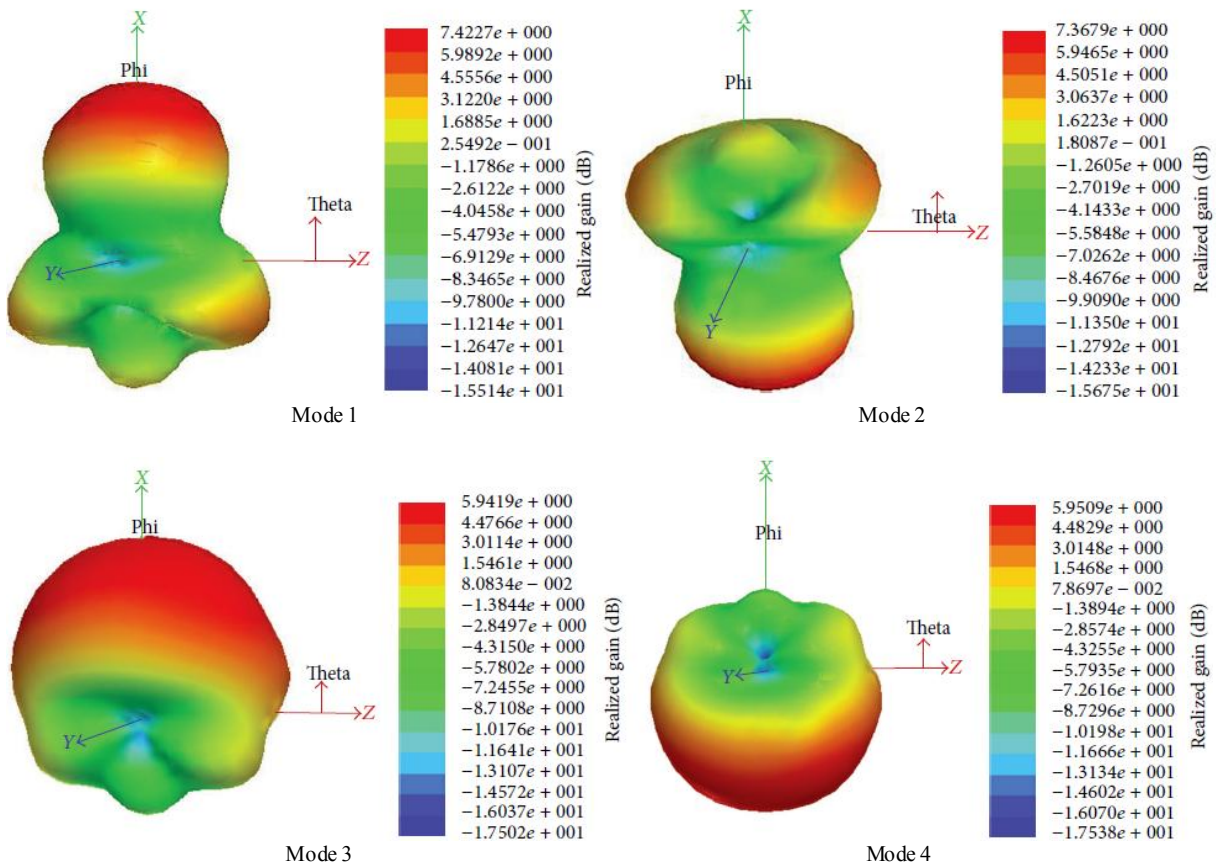


Figure I.30: Diagrammes de rayonnement à 2.63 GHz selon les quatre modes de configuration.

I.5 CONCLUSION

Ce premier chapitre présente un état de l'art sur les antennes miniature, et les techniques pour les rendre directives (voire superdirectives) ou reconfigurables.

Dans la première partie, les différentes techniques de miniaturisation d'antennes ont été passées en revue. Ces techniques consistent essentiellement à une modification de la géométrie de l'antenne (méandres, fractales, etc.), à une introduction de charges capacitives ou inductives localisées à des emplacements spécifiques pour modifier la distribution du courant le long de l'antenne et obtenir la réduction de taille souhaitée ou à l'intégration de court circuit. L'emploi de matériaux particuliers permet également de miniaturiser des antennes. Parmi les matériaux utilisés on peut citer : les diélectriques, les matériaux magnétiques, les matériaux magnéto-diélectriques, les métamatériaux, ainsi que la technique dite inspirée des métamatériaux.

La deuxième partie de ce chapitre a fait l'objet d'un inventaire sur les techniques de conception des antennes directives, à savoir : l'ajout de réflecteur, l'intégration de charges, l'utilisation d'éléments parasites ou la mise en réseau des antennes. Nous avons également cité la source de Huygens qui est un élément intrinsèquement directif obtenu par la combinaison d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée aux antennes reconfigurables. Les différentes techniques utilisées pour la réalisation de la reconfiguration en fréquence et en diagramme de rayonnement ont été présentées.

I.6 REFERENCES

- [I.1] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas", Proc. IRE, Vol. 35, pp. 1479 – 1484, Dec. 1947.
- [I.2] R. C. Hansen, "Fundamental Limitations in Antennas", Proceedings of the IEEE, vol.69, n°2, pp. 170-182. Feb 1981.
- [I.3] S. R. Best, "A Comparison of the Performance Properties of the Hilbert Curve Fractal and Meander Line Monopole Antennas", Microwave Opt. Technol. Lett. 35, 258 –262, 2002.
- [I.4] H. Y. Wang, J. Simkin, C. Emson, and M. J. Lancaster, "Compact Meander Slot Antennas", Microwave Opt. Technol. Lett. 24, 377 - 380, 2000.
- [I.5] K. J. Vinoy, K. A. Jose, V. K. Varadan, and V. V. Varadan, "Hilbert Curve Fractal Antenna: A Small Resonant Antenna For VHF / UHF Applications", Microwave Opt. Technol. Lett. 29, pp. 215–219, 2001.
- [I.6] J. M. González-Arbesú, S. Blanch, and J. Romeu, "The Hilbert Curve as a Small Self-Resonant Monopole From A Practical Point Of View", Microwave Opt. Technol. Lett. 39, pp. 45–49, 2003.
- [I.7] J. Zhu, A. Hoorfar, N. Engheta, "Bandwidth, Cross-Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, Issue 1, pp. 2-5, 2003.
- [I.8] <http://polymag.capenp.com/les-antennes-a-geometrie-fractale/>
- [I.9] C. Rowell and R. Murch, "A Capacitively Loaded PIFA for Compact Mobile Telephone Handsets," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, May 1997.
- [I.10] H. D. Foltz, J. S. McLean, and G. Crook, "Disk-Loaded Monopoles with Parallel Strip Elements," IEEE Transactions on Antennas and propagation, vol. 46, no. 12, pp. 1894-1896, Dec 1998.
- [I.11] K. Hirasawa and M. Haneishi, "Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas", A. House, Ed. Artech House, 1992.
- [I.12] R. Chair, K. F. Lee, and L. K. M., "Bandwidth and Cross-Polarization Characteristics of Quarter-Wave Shorted Patch Antennas," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 22, pp. 101–103, 1999.
- [I.13] R. Waterhouse, S. Targonski, and D. Kokotoff, "Design and Performance of Small Printed Antennas," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 11, pp. 1629–1633, Nov 1998.
- [I.14] R. K. Mongia, R.K.; Ittibipoon, A.; Cuhaci, M., "Low Profile Dielectric Resonator Antennas Using a Very High Permittivity Material," Electronics Letters, vol.30, no.17, pp.1362-1363, Aug 1994.
- [I.15] Y. Hwang, Y.P. Zhang, G.X. Zheng, T.K.C. Lo, "Planar Inverted F Antenna Loaded With High Permittivity Material," Electronics Letters, vol.31, no.20, pp.1710-1712, Sep 1995.
- [I.16] Y. Kawano, S. Hayashida, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A Study on Miniaturization of 900 MHz and 2 GHz Band Antennas Utilizing Magnetic Material," vol. 3B, pp. 347–350 vol. , Jul 2005.
- [I.17] Y. Kawano, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A Study on Miniaturization of a Handset Antenna Utilizing Magnetic Materials," pp. 129–132. Mar. 2005.
- [I.18] R. Hansen and M. Burke, "Antennas With Magneto-Dielectrics," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 26, no. 2, pp. 75–78, 2000.
- [I.19] P. Ikonen, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, and S. A. Tretyakov, "Magnetodielectric Substrates in Antenna Miniaturization : Potential and limitations," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 11, pp. 3391–3399, Nov. 2006.
- [I.20] K. Buerkle, A. Sarabandi, "A Wide-band, Circularly Polarized, Magnetodielectric Resonator Antenna," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 11, pp. 3436–3442, Nov. 2005.
- [I.21] P. Ikonen, S. Maslovski, S. Tretyakov, "On Artificial Magneto-dielectric Substrates with Microstrip Antennas : The Role of Frequency Dispersion," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 390 – 393, 2006.
- [I.22] H. Iizuka and P. Hall, "Left-Handed Dipole Antennas and Their Implementations," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 55, no. 5, pp. 1246 –1253, may. 2007.
- [I.23] M. Karkkainen and P. Ikonen, "Patch Antenna with Stacked Split-Ring Resonators as Artificial Magneto Dielectric Substrate," Microwave Opt. Technol. Lett, vol. 46, no. 6, pp. 554–556, 2005.

-
- [I.24] L. Yoonjae, S. Tse, H. Yang, C.G. Parini, "A Compact Microstrip Antenna with Improved Bandwidth Using Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) Loading", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp.5431–5434, Jun. 2007.
 - [I.25] A. Erentok, R.W. Ziolkowski, "Efficient Metamaterial-Inspired Electrically-Small Electric-Based Antennas: Two- and Three-Dimensional Realizations", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007 pp. 1861–1864, 2007.
 - [I.26] R.W. Ziolkowski, J. Peng, L. Chia-Ching, "Metamaterial-Inspired Engineering of Antennas", *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, Issue: 10, pp. 1720–1731, 2011.
 - [I.27] N. Engheta, R. W. Ziolkowski, "Metamaterials: Physics and Engineering Explorations", Wiley, 2006
 - [I.28] O. Luukkonen, A. O. Karilainen, J. Vehmas, C. Simovski, S. A. Tretyakov, "A High-Impedance Surface Based Antenna – Lose the Antenna", *Proc. of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2010
 - [I.29] P. Jin, R. W. Ziolkowski, "High-Directivity, Electrically Small, Low-Profile Near-Field Resonant Parasitic Antennas", *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, 2012.
 - [I.30] A.D Yaghjian, "Increasing the Supergain of Electrically Small Antennas Using Metamaterials", *Proceeding of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, April 2010.
 - [I.31] S. R. Best, "Progress in the Design and Realization of an Electrically Small Huygens Source", 2010 IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2010, p. 1-4
 - [I.32] P. Alitalo, A. O. Karilainen, T. Niemi, C. R. Simovski, S. A. Tretyakov, "A Linearly Polarized Huygens Source Formed by Two Omega Particles", *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2011.
 - [I.33] P. Jin and R. W. Ziolkowski, "Metamaterial-Inspired, Electrically Small Huygens Sources", *IEEE Antennas and Wireless Propagation letters*, Vol. 9, 2010.
 - [I.34] H.G. Schantz, "Directive, Electrically-Small UWB Antennas", 2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB), New York, USA, Sept 2012,
 - [I.35] J.M Floc'h, A. Al Sayad Ahmad, J.M Denoual, H. Rmili, "Design of Printed Dipole Antenna with Reflector and Multi-Director", *IRECAP*, vol. 2, no. 6, Dec. 2012.
 - [I.36] S.R. Best, E.E Altshuler, A.D Yaghjian, J.M. McGinthy and H. O'Donnel, "An Impedance-Matched 2-Element Superdirective Array", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 302-305, 2008.
 - [I.37] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M.A. Hein, "Miniaturized Antenna Arrays with an Element Separation Down to $\lambda/10$ ", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE, pp. 5897-5900. 2007.
 - [I.38] E.R. Brown, "RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, issue 11, pp. 1868-1880, 1998.
 - [I.39] J. Kiriazi, H.Ghali, H.Ragaie and H.Haddara, "Reconfigurable Dual-band Dipole Antenna on Silicon Using Series MEMS Switches," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003. IEEE, vol.1, no., pp. 403-406, Jun2003.
 - [I.40] N. Ramli, M. T. Ali, M. N. Md. Tan, and A. L. Yusof, "A Frequency Reconfigurable Stacked Patch Microstrip Antenna (FRSPMA) Using PIN Diode", *IEEE 14th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, pp. 1-4, 2013.
 - [I.41] P.M. Haskins, J.S. Dahele, "Polarization, Phase and Frequency Agility in Varactor Diode Loaded Patches" *Microwave Conference, Asia*, pp747-750, 2000.
 - [I.42] D.E. Anagnostou, G Zheng, L. Feldner, M.T. Chryssomallis, J.C. Lyke, J. Papapolymerou, and C.G. Christodoulou, "Silicon-etched Reconfigurable Self-similar Antenna with RF-MEMS Switches," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2004. IEEE, vol.2, no., pp. 1804-1807 Vol.2, 20-25 Jun.2004
 - [I.43] D.E Anagnostou, et al., "Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable antenna". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, issue 2, pp. 422-432, 2006.
-

-
- [I.44] P. Panaia, R. Staraj, G. Kossiavas, G. Jacquemod, "Reconfiguration Dynamique d'une Antenne", Journée Nationales Microondes, JNM Paris, May, 2003.
 - [I.45] L.M. Feldner, C.D. Nordquist, C.G. Christodoulou, "RF MEMS Reconfigurable Triangular Patch Antenna", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, vol.2A, no., pp. 388-391, Jul. 2005.
 - [I.46] M.A. Alayesh, C.G. Christodoulou, M. Joler, S.E. Barbin, "Reconfigurable Multiband Stacked Microstrip Patch Antenna for Wireless Applications," Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC pp.329-332, Mar. 2008.
 - [I.47] Q. Pei-Yuan, et al., "Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, issue 8, pp. 2742-2747, 2010.
 - [I.48] Z. Yong, W. Bing-Zhong, Y. Xue-Song and W. Weixia, "A fractal Hilbert Microstrip Antenna With Reconfigurable Radiation Patterns," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, vol.3A, no., pp. 254-257 vol. 3A, 3-8 July 2005
 - [I.49] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang, G. Cung, and J. T. Bernhard, "Directional Reconfigurable Antennas on Laptop Computers: Simulation, Measurement and Evaluation of Candidate Integration Positions". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, issue 12, pp. 3220-3227, 2004.
 - [I.50] Sung-Jung, W. and M. Tzyh-Ghuang, "A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna With Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 6, issue 2, pp. 327-334, 2008.
 - [I.51] I. Ben Trad, J.M. Floch, H. Rmili, M. Drissi and F. Choubani, "A Planar Reconfigurable Radiation Pattern Dipole Antenna with Reflectors and Directors for Wireless Communication Application", International Journal of Antennas and Propagation, IJAP, 2014.

CHAPITRE II

ANTENNES MINIATURES ET MULTIFRÉQUENCES INSPIRÉES DES MÉTAMATÉRIAUX

Table des matières

II.1.INTRODUCTION	31
II.2.MONOPÔLES AVEC UN PARASITE VERTICAL	32
II.2.1. ETUDE ET CONCEPTION DES ANTENNES	32
II.2.2. VALIDATION EXPERIMENTALE	41
II.3.MONOPÔLES EN TECHNOLOGIE IMPRIMÉE AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES	44
II.3.1. ETUDE ET CONCEPTION DES ANTENNES	45
II.3.2. VALIDATION EXPERIMENTALE	54
II.4.ANTENNES DIPÔLES AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES	58
II.4.1. ETUDE ET CONCEPTION DES ANTENNES	58
II.4.2. VALIDATION EXPERIMENTALE	69
II.5.ANTENNES DIPÔLES AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES ET UN PARASITE	70
II.5.1. ETUDE, CONCEPTION ET RÉALISATION DE L'ANTENNE	70
II.5.2. PERFORMANCES DE L'ANTENNE	71
II.6.CONCLUSION	75
II.7.RÉFÉRENCES	76

II.1. INTRODUCTION

Le chapitre précédent a traité les différentes techniques de miniaturisation des antennes, dont la technique dite inspirée par métamatériaux [II.1] [II.2]. En effet, nous avons vu que l'emploi d'un élément parasite permet de réduire la taille de l'antenne par la génération d'une résonance supplémentaire située à une fréquence plus basse que celle de l'antenne d'origine. Rappelons qu'en basses fréquences, un monopôle présente une impédance dont la partie imaginaire est capacitive (C_m). En ajoutant un élément parasite présentant une impédance inductive (L_p), la structure globale forme un circuit LC avec une fréquence de résonance F_r inférieure à la fréquence propre du monopôle F_m .

L'objectif du présent chapitre est de proposer de nouvelles architectures d'antennes miniatures ou multifréquences en utilisant la technique inspirée des métamatériaux. Les antennes proposées [II.3] emploient de nouvelles formes d'éléments parasites qui permettent d'obtenir des structures compactes et donc facilement intégrables dans les terminaux mobiles. Par ailleurs, on se propose d'appliquer la technique inspirée des métamatériaux aux monopôles placés au dessus d'un plan de masse, puis aux dipôles imprimés alimentés par une ligne micro-ruban.

Le logiciel HFSS d'ANSYS [II.4] est utilisé pour la conception, la simulation et l'optimisation des différentes structures proposées. La mesure du coefficient de réflexion des antennes a été effectuée avec un analyseur de réseau vectoriel. Les mesures des diagrammes de rayonnement ont été réalisées dans la base champ proche du laboratoire (SATIMO Stargate 32).

En premier lieu, nous présentons des monopôles verticaux au dessus du plan de masse avec un parasite vertical intégrant des selfs inductances dans le but d'obtenir une structure miniature, compacte et multifréquence.

Dans la deuxième partie, nous nous intéressons aux monopoles plans (alimentés par ligne micro-ruban) pour lesquels l'élément parasite choisi est une boucle rectangulaire afin de miniaturiser la structure sans toutefois augmenter l'espace occupé par l'antenne globale.

En fin, nous proposons d'appliquer ce concept à des dipôles plans alimentés par ligne micro-ruban.

II.2. MONOPÔLES AVEC UN PARASITE VERTICAL

De récents travaux [II.5] proposent des structures antennaires électriquement petites composées par l'association d'un monopôle et d'un élément parasite sous forme d'un « Z » permettant d'augmenter l'efficacité de la structure. Cependant, l'élément parasite proposé occupe un volume relativement important par rapport à celui du monopôle.

Dans ce paragraphe nous proposons une famille d'antennes monopôles miniatures multifréquences [II.6]. Les parasites employés sont de même forme que le monopôle ce qui rend les structures compactes et facilement intégrables dans un terminal. Des inductances sont ensuite, insérées sur l'élément parasite afin de miniaturiser les antennes permettant ainsi d'obtenir un comportement multifréquences.

II.2.1. Etude et conception des antennes

Durant la conception, nous avons suivi une démarche qui consiste en premier lieu à concevoir le monopôle seul et à étudier ses différentes caractéristiques (coefficient de réflexion, impédance ...). Ces résultats serviront de référence pour la suite pour comparer les autres antennes développées dans ce manuscrit. En deuxième lieu, nous avons ajouté un élément parasite intégrant une self inductance. Cette étape est basée sur une étude paramétrique afin d'étudier l'impact des paramètres pertinent de l'élément parasite sur la nouvelle fréquence de résonance F_r et nous servira par la suite pour bien choisir les dimensions du parasite ainsi que les valeurs des selfs inductances.

II.2.1.1. Monopôle de référence

Dans ce paragraphe, nous présentons la structure ainsi que les caractéristiques d'une antenne monopôle classique (impédance d'entrée, diagramme de rayonnement, etc.) déterminées par simulation.

L'antenne monopôle est composée d'un brin métallique rayonnant de hauteur $\lambda/4$ placée sur un plan de masse comme le montre la Fig. II.1. La fréquence de résonance propre du monopôle égale à 2.45 GHz (Bande **ISM** : **I**ndustriel, **S**cientifique, et **M**édical).

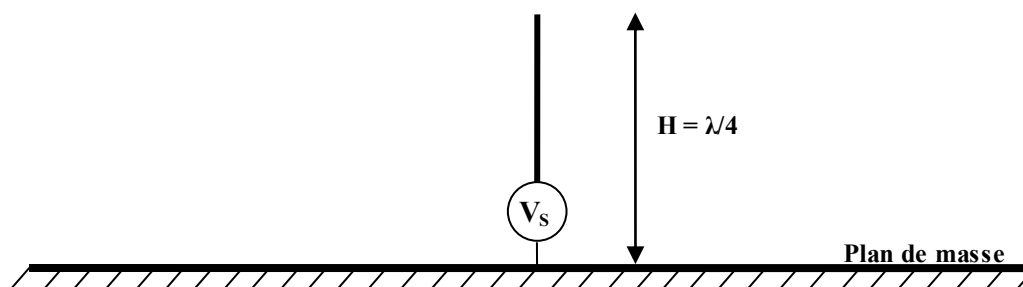


Figure II.1: Géométrie d'une antenne monopôle.

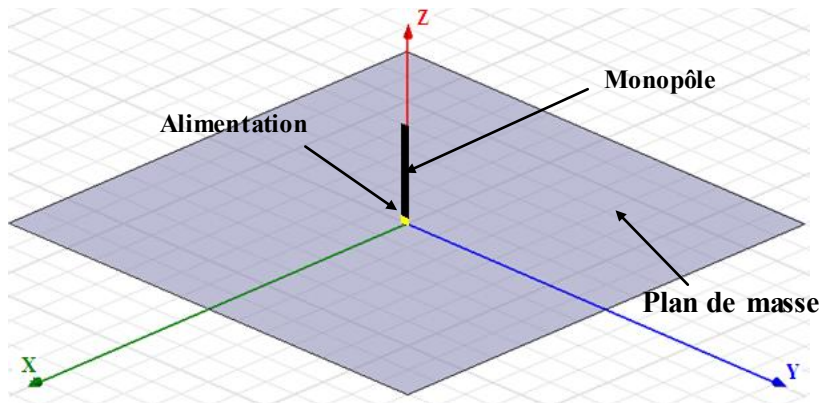


Figure II.2: Modèle de l'antenne selon ANSOFT-HFSS.

Les données géométriques et radioélectriques du monopôle (Fig.II.2) sont :

- Hauteur : $H_m = 26$ mm.
- Largeur : $W_m = 1.5$ mm.
- Substrat : Rogers DuroidTM 5880 d'épaisseur 0.8 mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$.
- Dimensions du plan de masse : $100 \times 100 \text{ mm}^2$.
- Alimentation : " lumped port " d'impédance $Z_0 = 50 \Omega$.
- Plan de masse : PEC infini (Perfect Electric Conductor).

La Fig. II.3 représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} (dB) et de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne monopôle en fonction de la fréquence (GHz). La fréquence de résonance 2.45GHz correspond à une valeur du module de S_{11} égale à -15 dB, et la bande passante à -10 dB est d'environ 14%.

Nous rappelons que la bande passante en % est donnée par la formule suivante :

$$BP(\%) = \frac{\Delta f}{F_r} \times 100 \quad (\text{II.1})$$

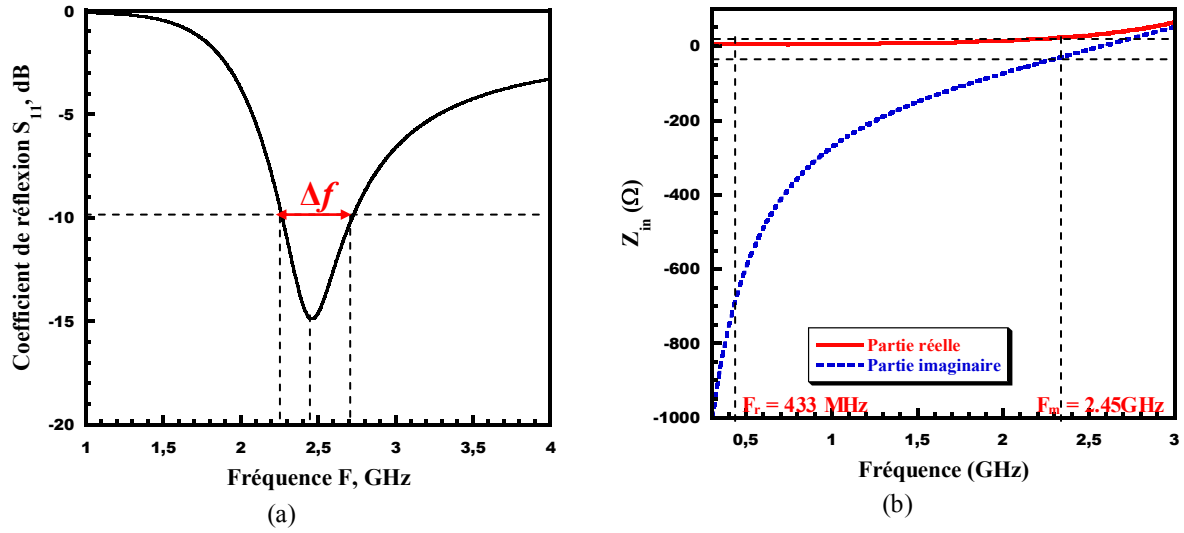


Figure II.3: Résultats de simulation de l'antenne monopôle :
(a) Module du coefficient de réflexion S_{11} , (b) Impédance d'entrée Z_{in} .

La Fig. II.3-b montre une résistance d'entrée d'environ 40Ω à la fréquence de résonance $F_m = 2.45 \text{ GHz}$ et une réactance nulle à cette fréquence. Pour les basses fréquences ($f < F_m$) la partie imaginaire de l'impédance est négative. Le monopôle présente alors un comportement capacitif à ces fréquences selon la relation suivante [II.7] :

$$Z_{in} = R_{in} + j X_{in} = R_{in} - j \frac{1}{2\pi f C_m} \quad (\text{II.2})$$

Avec, C_m : la capacité effective du monopôle à la fréquence f .

Afin d'adapter l'antenne à une fréquence inférieure à $F_m = 2.45 \text{ GHz}$, il faut coupler un élément inductif au monopôle (réactance positive) dans le but de compenser la réactance négative du monopôle et par conséquent créer une autre résonance (Fig. II.4).

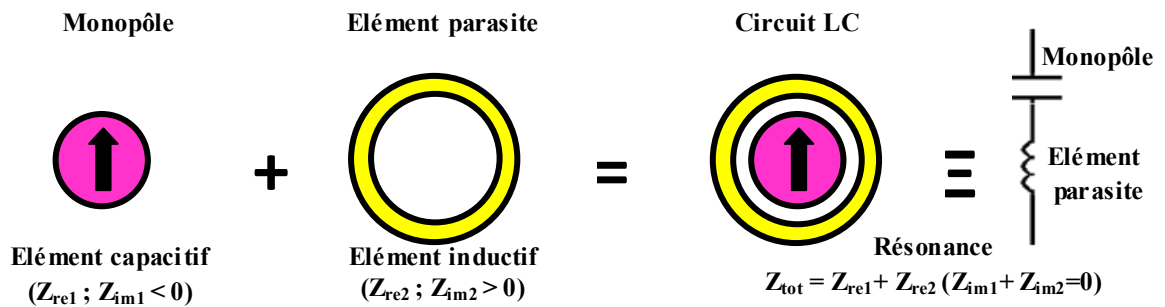


Figure II.4: Schéma synthétique de la structure composée par le monopôle et l'élément parasite.

D'après la Fig. II.3-b et à la fréquence $F_m = 433 \text{ MHz}$ la résistance d'entrée est d'environ 4.8Ω et la réactance de l'ordre de -693Ω . En appliquant l'équation (II.2), la valeur de la capacité correspondante à cette fréquence est $C_a = 0.53 \text{ pF}$.

Cette étude sera présentée dans le paragraphe suivant.

II.2.1.2. Rappel des caractéristiques de l'antenne « Z »

Avant d'aborder la conception d'antennes miniature par la technique inspirée des métamatériaux nous nous proposons d'abord de concevoir et d'étudier l'antenne « Z » de la référence [II.5] afin de mener par la suite une étude comparative avec les antennes qui seront proposées.

L'antenne « Z » ainsi que les dimensions de ses différents paramètres sont donnés dans la figure II.5 La structure consiste en un monopôle de longueur $H_m = 26\text{mm}$ et de largeur $W_m = 1.5\text{ mm}$, imprimé sur une face d'un substrat Rogers DuroidTM 5880 d'épaisseur 0.8 mm ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$. Il est excité en simulation par un port discret « lumped port » d'impédance $50\ \Omega$ (Fig. II.5).

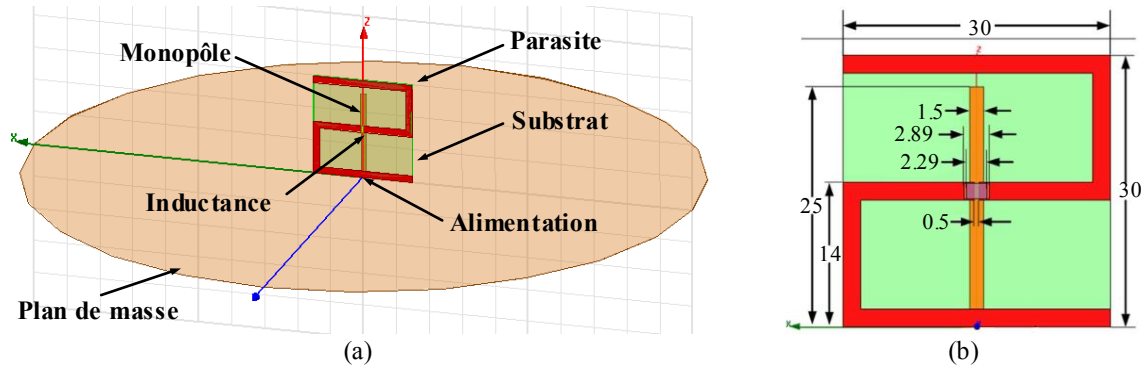


Figure II.5: Antenne « Z » : (a) Modèle HFSS, (b) Géométrie avec dimensions (mm).

La figure II.6 représente les résultats de simulation du coefficient de réflexion S_{11} et du diagramme de rayonnement en dB de cette antenne. D'après la figure II.6-a, la fréquence de résonance est égale à 571 MHz avec une adaptation correspondante de -14dB. Le diagramme de rayonnement est de type monopôle (Fig. II.6-b) avec un zéro dans l'axe des Z. La valeur de gain maximal est $G = -6\text{dB}$.

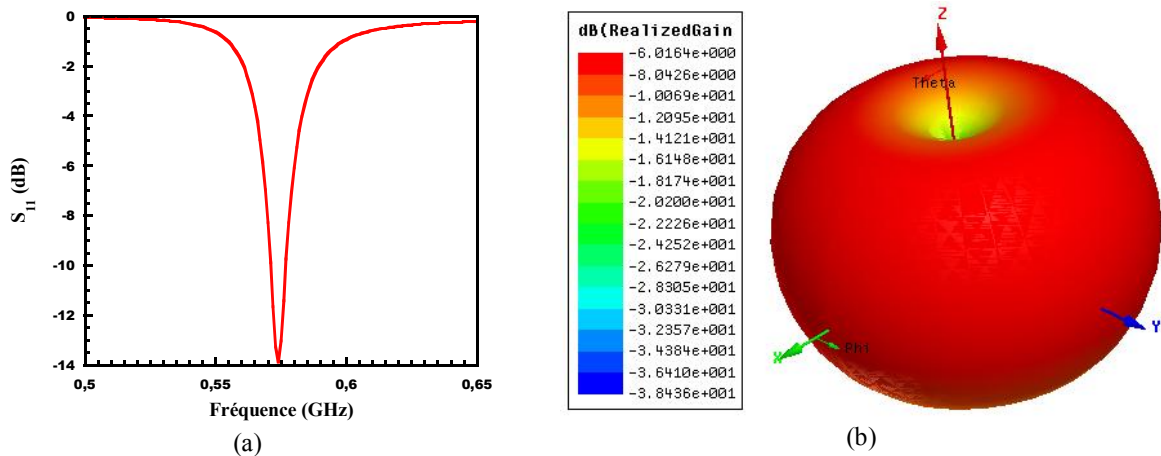


Figure II.6: Résultats de Simulation de l'antenne « Z » :
(a) Coefficient de réflexion S_{11} (b) Diagramme de rayonnement 3D (Gain, dB).

II.2.1.3. Conception de monopôles miniatures

Dans le but d'obtenir une structure globale compacte, nous avons choisi un élément parasite de même forme que le monopôle. La fréquence de fonctionnement visée pour l'antenne est 433 MHz, il s'agit d'une fréquence ISM.

La structure de base consiste en un monopôle de longueur $H_m = 26$ mm et de largeur $W_m = 1.5$ mm, imprimé sur une face d'un substrat Rogers DuroidTM 5880 d'épaisseur 0.8 mm ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$. Il est excité en simulation par un port discret « lumped port » d'impédance 50Ω (Fig. II.7) et présente, en basses fréquences (en dessous de la résonance) une résistance R_a et une capacité C_a en série. En mesure, il est excité par un connecteur SMA soudé sur le plan de masse. Un élément parasite de longueur $H_p = 38$ mm et de largeur $W_p = 1.5$ mm intégrant une inductance L_p , est imprimé sur l'autre face du substrat. Le plan de masse a pour dimension 100×100 mm².

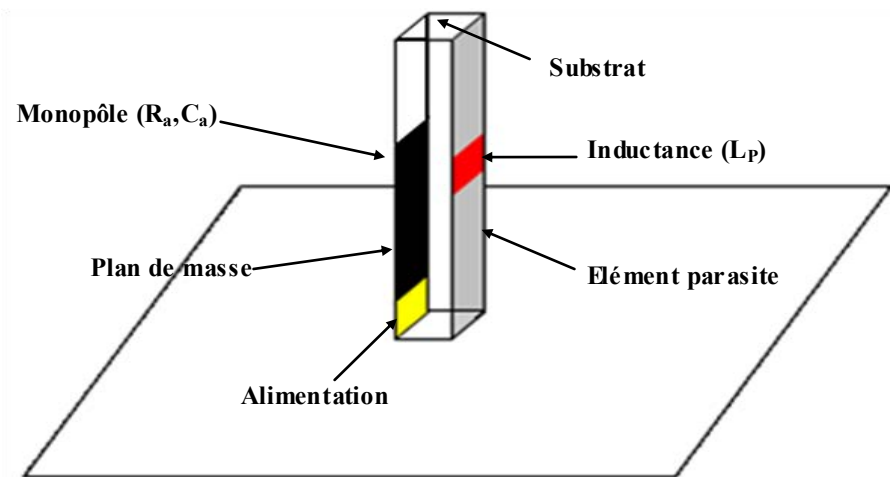


Figure II.7: Schéma de l'antenne avec un élément parasite intégrant une inductance.

Durant la procédure de conception, nous avons adopté la démarche suivante :

- a. Etudier l'impact de la hauteur du parasite sur la fréquence de résonance basse ainsi que sur l'adaptation de l'antenne.
- b. Intégrer une self inductance sur l'élément parasite et voir son effet sur la fréquence de résonance et son impact sur l'adaptation.
- c. Choisir la hauteur adéquate de l'élément parasite.

a. Impact de la hauteur du parasite

Une étude paramétrique a été effectuée afin d'étudier l'impact de la hauteur H_p de l'élément parasite sur la fréquence de résonance basse de l'antenne ainsi que sur l'adaptation. La largeur du parasite est $W_p = W_m = 1.5\text{mm}$. La hauteur H_m du monopôle a été maintenue fixe.

La figure II.8 illustre le modèle de l'antenne ainsi que les variations du coefficient de réflexion en fonction de la longueur du parasite H_p .

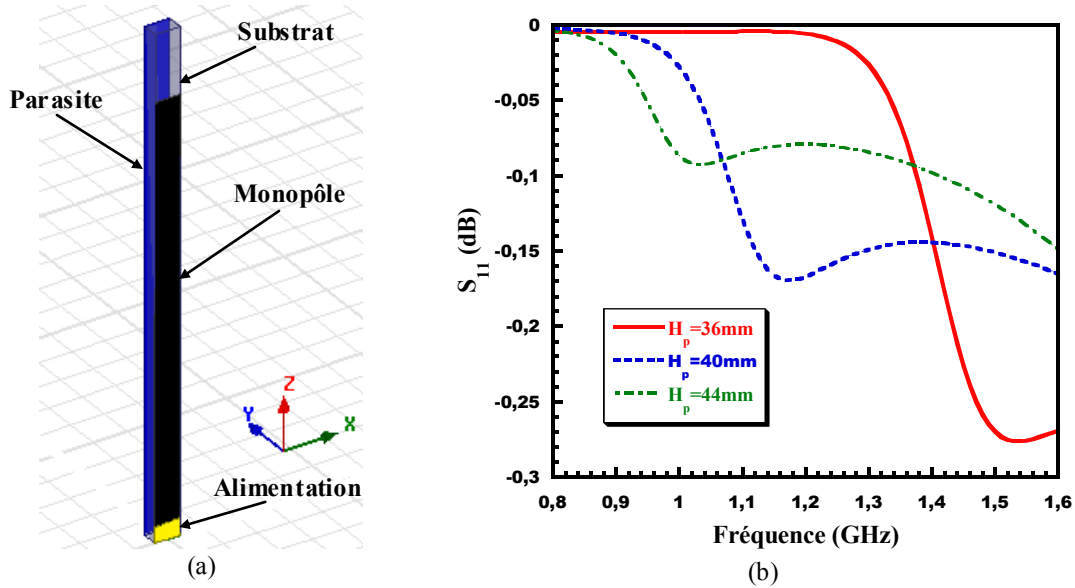


Figure II.8: Etude de l'impact de la longueur H_p sur la fréquence F_r :
(a) Modèle HFSS, (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

Selon les résultats de simulation (Fig. II.8-b) nous pouvons constater que la hauteur du parasite affecte la nouvelle fréquence F_r et l'adaptation qui se trouve mauvaise. Lorsque H_p augmente, la fréquence diminue, et le S_{11} se dégrade en même temps. Ce qui signifie que le couplage monopôle-parasite n'est pas bien assuré. Par conséquent l'emploi d'élément parasite ne permet pas d'obtenir une résonance à la fréquence $F_r = 433\text{ MHz}$ avec une bonne adaptation. Nous nous proposons alors d'ajouter une self inductance afin d'augmenter la longueur électrique du parasite et assurer un bon couplage monopôle - parasite.

b. Impact de la valeur de l'inductance

Une étude a été menée en intégrant une self inductance sur l'élément parasite (Fig. II.9-a) afin d'obtenir une résonance à 433 MHz avec une bonne adaptation. Nous avons fixé la longueur du parasite à $H_p = H_m = 26\text{ mm}$ dans le but d'avoir une structure la plus compacte possible. La self inductance est placée à mi-hauteur de l'élément parasite.

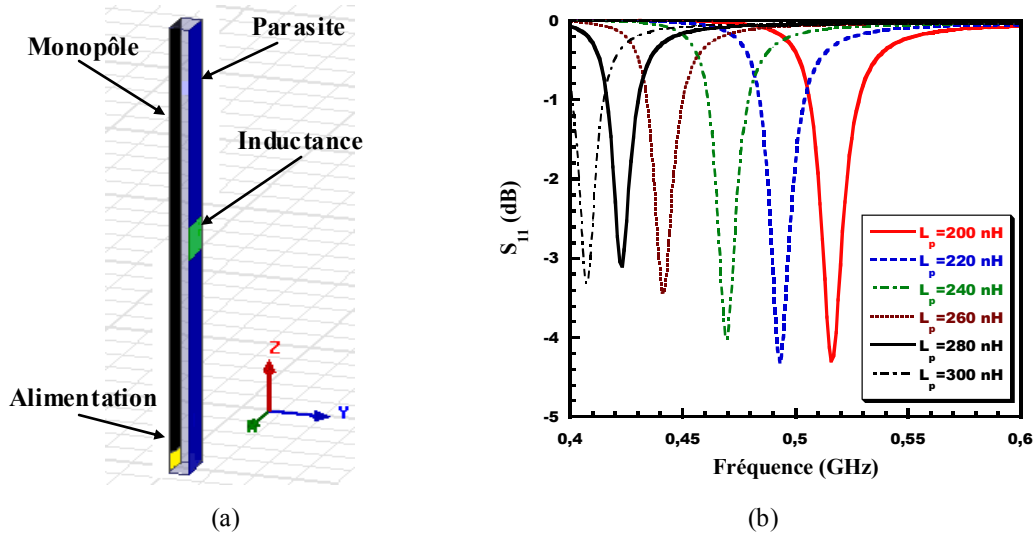


Figure II.9 : Etude de l'impact de la valeur de l'inductance L_p sur la fréquence F_r :
 (a) Modèle HFSS de l'antenne, (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

D'après la figure II.9-b, nous pouvons remarquer que la fréquence de résonance F_r varie suivant la valeur des inductances alors que le coefficient de réflexion S_{11} reste constant autour de -3.5dB. La fréquence 433MHz est atteinte pour une valeur de l'inductance $L_p = 250$ nH.

En conclusion, pour obtenir une bonne résonance à la fréquence à 433 MHz, on doit optimiser la longueur du parasite H_p et la valeur de l'inductance L_p .

c. Choix de la hauteur H_p de l'élément parasite

Ce paragraphe présente une étude paramétrique pour choisir la longueur du parasite H_p la plus petite permettant d'obtenir une bonne adaptation à la fréquence $F_r = 433$ MHz. Il est important de choisir une valeur d'inductance pas trop importante. En effet, l'utilisation de selfs inductance de grande valeur va engendrer des pertes importantes et en conséquence une efficacité médiocre.

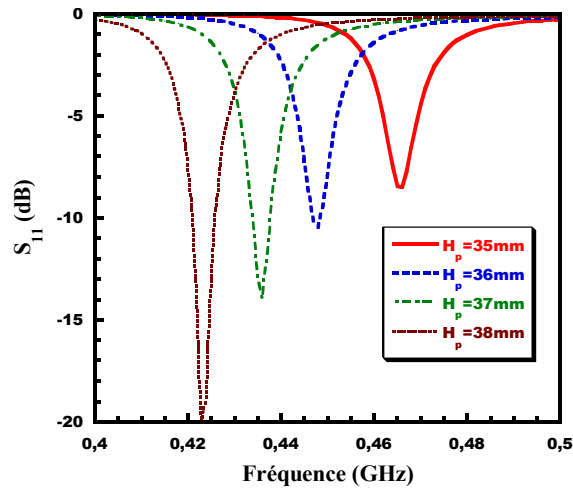


Figure II.10 : Impact de la longueur H_p sur la fréquence de résonance F_r .

Selon la Fig II.10, une bonne adaptation est obtenue (-22dB) à partir de la longueur $H_p = 38\text{mm}$ qui correspond à une résonance à 421 MHz.

Par la suite, nous avons choisi la longueur $H_p = 38\text{mm}$ ainsi qu'une valeur de résistance $L_p = 150\text{nH}$. Nous avons obtenu une résonance à 426MHz (Fig. II.11)

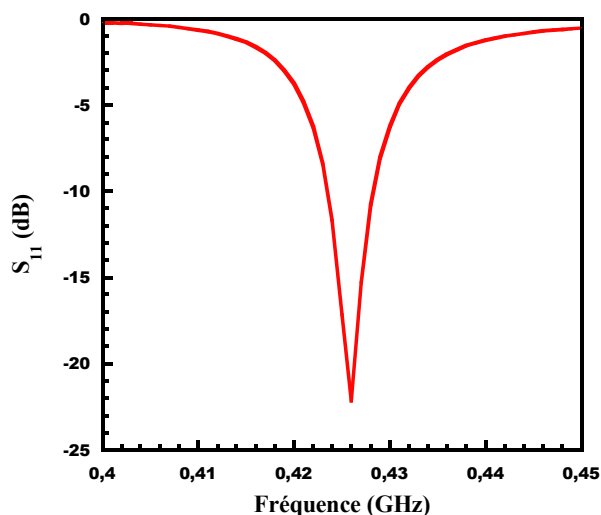


Figure II.11 : Coefficient de réflexion S_{11} pour $H_p = 38\text{mm}$ et $L_p = 150\text{nH}$.

La valeur de l'inductance L_p a été réglée ensuite à 130nH pour obtenir une résonance à la fréquence $F_r = 433\text{MHz}$ (Fig II.12-b).

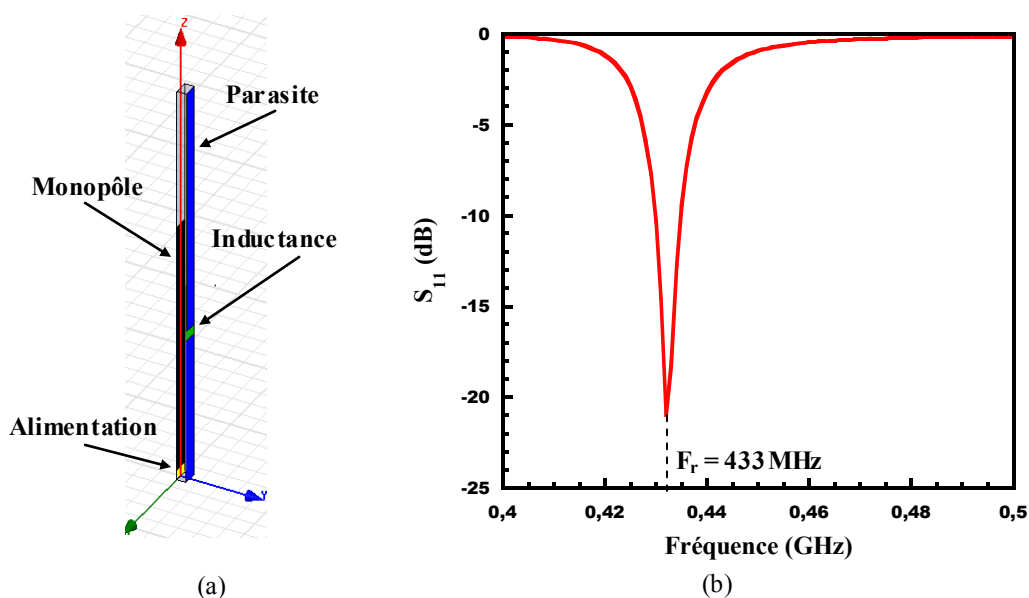


Figure II.12: Antenne A1 : (a) Modèle HFSS, (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

Nous sommes parvenus à concevoir une antenne miniature par la technique inspirée des métamatériaux. La structure globale est plus compacte que l'antenne « Z » [II.5]. En effet, l'élément parasite que nous avons employé a la même forme que le monopôle contrairement à

celui employé dans cette antenne référence, elle occupe un volume relativement important par rapport au monopôle. L'ajout d'une self inductance ainsi que le réglage de la hauteur du parasite a permis d'obtenir une résonance à la fréquence $F_r = 433$ MHz (Bande ISM).

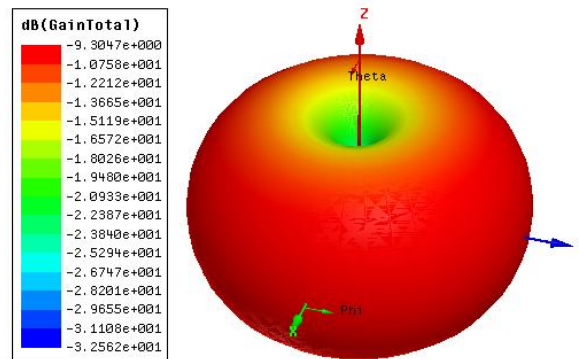


Figure II.13: Diagramme de rayonnement 3D simulé (Gain, dB).

A cette fréquence la valeur de l'efficacité simulée est égale à 88.7%.

Le tableau II.1 ci-dessus donne les dimensions et les caractéristiques de l'antenne « Z » ainsi que de l'antenne A1.

Configuration	Fréquence (MHz)	Facteur (k_a)	Bande passante (%)	Efficacité (%)
Antenne « Z »	566	0.39	3	80
Antenne A1	433	0.2	1.52	95

Tableau I.1: Récapitulatif des caractéristiques de deux antennes miniatures inspirées des métamatériaux.

II.2.2.4. Conception d'antennes multifréquences

Nous nous proposons par la suite de concevoir des antennes multifréquences en ajoutant d'autres selfs inductances. Pour cela, Nous avons étudié deux autres antennes intégrant respectivement deux et trois inductances. Pour les deux structures proposées les dimensions du monopôle ainsi que celles de l'élément parasite restent constantes ($H_m = 26$ mm et $H_p = 38$ mm).

Comme le montre la figure II.14-a, l'antenne (A2) intègre deux inductances $L_1 = 100$ nH et $L_2 = 10$ nH placées respectivement à 13 mm et 26 mm du plan de masse.

Sur la figure II.14-b, nous présentons le modèle HFSS de la deuxième antenne (A3) intégrant trois inductances: $L_1 = 50$ nH, $L_2 = 8$ nH et $L_3 = 30$ nH placées respectivement à 9 mm, 19 mm et 29 mm du plan de masse. A noter que les simulations ne tiennent pas compte des pertes dans des selfs inductances, donc des pertes d'efficacité doivent être envisagées sur

les maquettes réelles. Les résultats de simulation seront comparés à la mesure et seront présentés dans la section suivante.

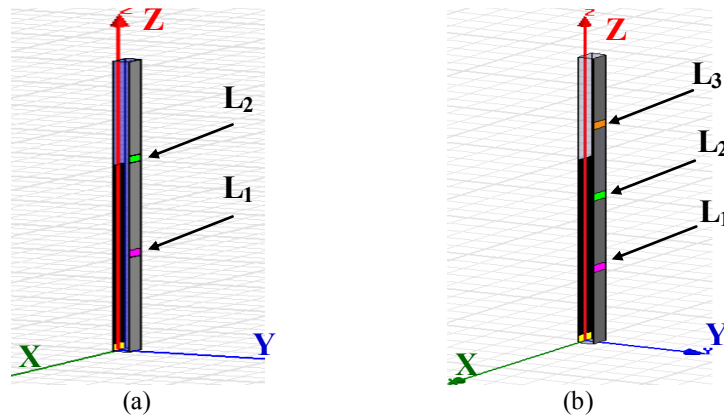


Figure II.14: Modèles HFSS des deux antennes: (a) antenne A2 et (b) antenne A3.

II.2.2. Validation expérimentale

II.2.2.1. Prototypes

Ces trois antennes ont été réalisées et caractérisées. La figure II.15 représente une photo des prototypes fabriqués et permet d'observer plus en détail le placement des antennes sur le plan de masse, la soudure de l'âme centrale ainsi que la réalisation des trois antennes avec éléments parasites intégrant des inductances.



Figure II.15: Photo des quatre prototypes réalisés (Monopôle et antennes avec éléments parasites).

Durant la réalisation des prototypes nous avons intégré des inductances avec les mêmes valeurs utilisées lors de la simulation. Pour l'antenne A1 : $L_1 = 120 \text{ nH}$; pour l'antenne A2 avec deux inductances: $L_1 = 100 \text{ nH}$ et $L_2 = 8 \text{ nH}$ finalement pour l'antenne A3 avec 3 inductances : $L_1 = 50 \text{ nH}$, $L_2 = 8 \text{ nH}$ et $L_3 = 30 \text{ nH}$. L'alimentation des différentes antennes a été assurée par un connecteur SMA 50Ω soudé sur le plan de masse [II.8].

II.2.2.2. Coefficient de réflexion

La figure II.16 représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence afin d'illustrer le comportement multifréquence obtenu pour les trois antennes proposées.

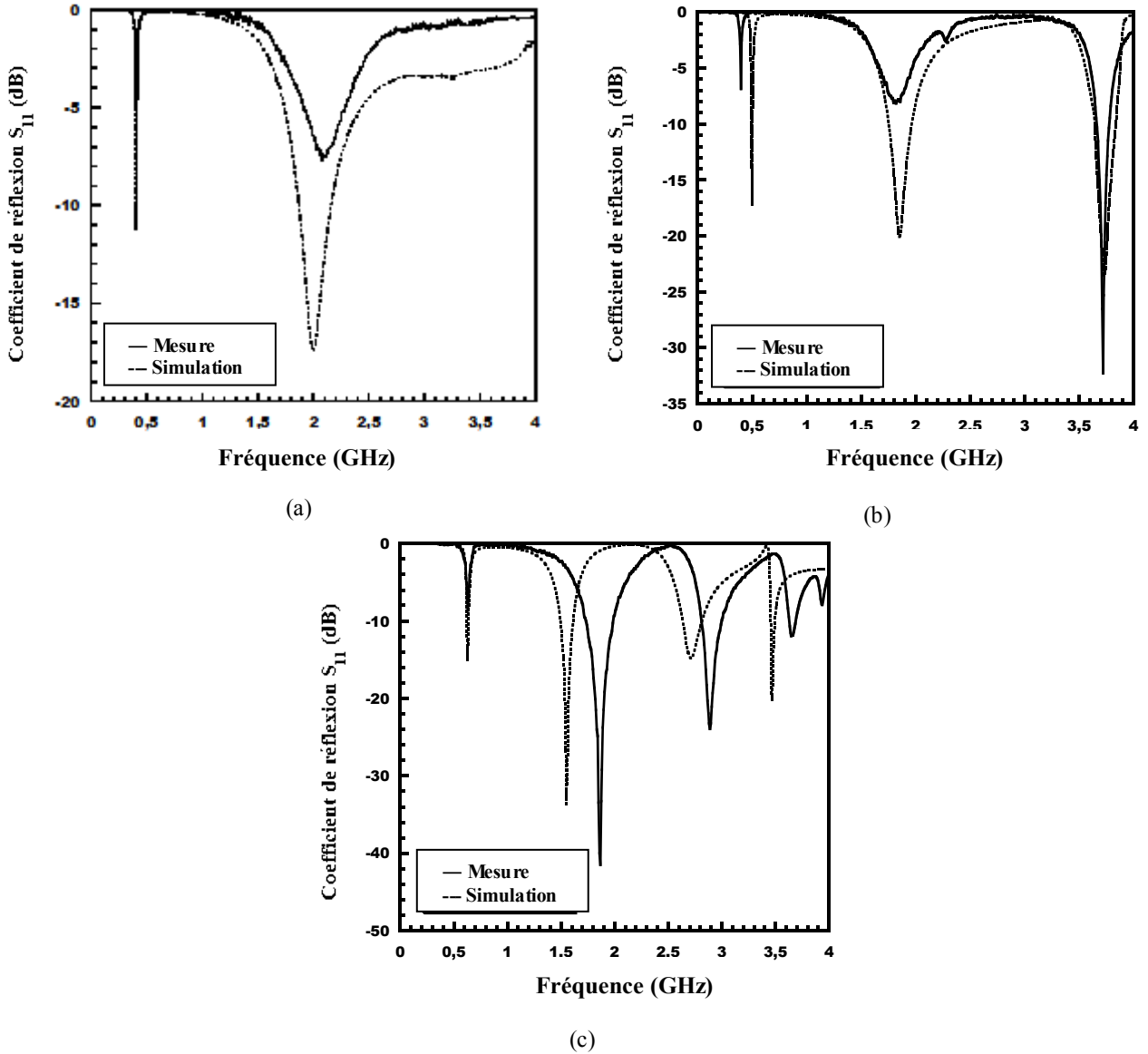


Figure II.16: Simulation et mesure du coefficient de réflexion pour les 3 antennes: (a) A1, (b) A2 et (c) A3.

Les mesures du coefficient de réflexion des trois antennes ont été effectuées dans la bande 100 MHz – 4 GHz. Les résultats obtenus sont comparés avec ceux trouvés par la simulation. Un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation est obtenu sauf pour l'antenne intégrant trois inductances où on peut constater un décalage entre la mesure et la simulation. Cela est dû aux valeurs des inductances intégrées dans les prototypes avec des tolérances importantes ($\approx 20\%$).

Les tableaux II.2 et II.3 regroupent respectivement les résultats de mesure et de simulation obtenus pour les fréquences de résonance ainsi que les bandes passantes déduites à partir de la figure II.16.

Comme le montre la Fig. II.16.a, la première antenne opère à deux fréquences de résonances. La première fréquence $F_0 = 427$ MHz, correspond à la résonance du parasite alors que la seconde résonance située à $F_1 = 2.2$ GHz, correspond au monopôle de longueur $H = 24.6$ mm. Les bandes passantes simulées à ces fréquences sont respectivement de l'ordre de 1.17% et de 12.71%.

L'ajout d'une deuxième inductance génère une troisième résonance à la fréquence $F_2 = 3.65$ GHz comme le montre la Fig. II.16.b. On peut remarquer un décalage de F_1 et F_2 vers les hautes fréquences ainsi que l'élargissement de la bande passante (Tableau II.3).

On peut noter à partir de la Fig. II.16.c, que l'ajout d'une troisième inductance permet de créer une nouvelle résonance à la fréquence $F_3 = 3.48$ GHz, un décalage des fréquences F_0 , F_1 et F_2 ainsi que l'élargissement de la bande passante à ces fréquences (Tableaux II.2 et II.3).

Antenne	Fréquences de résonance (GHz)							
	F_0		F_1		F_2		F_3	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
A1	0.42	0.4	2.2	2.07	-	-	-	-
A2	0.52	0.39	1.91	1.8	3.6	3.7	-	-
A3	0.63	0.63	1.56	1.86	2.7	2.89	3.48	3.64

Tableau II.2: Fréquences de résonance simulées et mesurées pour les trois antennes étudiées

Antenne	Bande passante simulée (%)							
	F_0		F_1		F_2		F_3	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
A1	1.17	-	12.71	-	-	-	-	-
A2	1.92	-	11.57	-	4.66	3.91	-	-
A3	2.65	2.23	6.45	13.8	7.4	6.92	1.43	2.74

Tableau II.3: Bandes passantes simulées et mesurées pour les trois antennes étudiées.

II.2.2.3. Efficacité

L'efficacité totale E_{tot} d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} et la puissance incidente P_{inc} , telle que donnée par l'expression suivante:

$$E_{\text{tot}} = \frac{P_{\text{ray}}}{P_{\text{inc}}} \quad (\text{II.3})$$

Le tableau II.4 regroupe les valeurs simulées et mesurées de l' E_{tot} pour les trois antennes proposées aux fréquences de résonance F_0 et F_1 . Pour la simulation nous avons tenu compte

des pertes au niveau des inductances afin de se mettre dans les conditions réelles de la mesure.

Antenne	Efficacité Totale, E_{tot} (%)							
	F_0		F_1		F_2		F_3	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
A1	42.8	38.2	91.8	85.6	-	-	-	-
A2	34.1	27.8	77.5	71.9	64.8	61.9	-	-
A3	32.8	25.7	71.7	67.5	56.8	49.6	30.8	23.7

Tableau II.4: Efficacité totale (E_{tot}) simulée et mesurée pour les configurations A1, A2 et A3.

Selon le tableau II.4, on peut noter une bonne efficacité pour les antennes A1 et A2 à la fréquence de résonance F_1 qui correspond à la résonance du monopôle, alors que l'efficacité se dégrade pour les autres fréquences de résonance. Ce résultat peut s'expliquer par l'ajout des selfs inductances sur l'élément parasite et les pertes liées à l'utilisation de ce composant.

En conclusion, la nouvelle architecture de l'élément parasite employée avec la même forme que le monopôle offre une compacité plus grande à la structure globale. De plus cette nouvelle forme de l'élément parasite permet l'intégration d'une ou plusieurs self inductances ce qui permet un comportement multifréquences de l'antenne pouvant aller jusqu'à plusieurs fréquence de résonance (en plus de la fréquence propre du monopôle). Néanmoins, nous pouvons constater que l'incorporation de self inductances de grandes valeurs dégrade l'efficacité totale de l'antenne pour les nouvelles fréquences obtenues. Une différence des valeurs de l'efficacité entre la simulation et la mesure a été constatée et attribuée aux pertes des selfs inductances.

Dans la section suivante de nouvelles architectures d'élément parasite seront employées sur des antennes planaires dans le but de concevoir des structures plus compactes et ensuite obtenir un comportement multifréquences.

II.3. MONOPÔLE EN TECHNOLOGIE IMPRIMÉE AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES

Dans la section précédente nous avons proposé des antennes monopôles miniatures et multifréquences par la technique inspirée des métamatériaux. Les structures obtenues utilisent des formes verticales ce qui permet à l'antenne globale d'avoir une bonne compacité. Cependant la présence du plan de masse rend l'antenne encombrante (3D). Dans cette partie nous proposons le concept « inspirée des métamatériaux » afin de concevoir des structures en technologie planaire (2D) [II.9]. De nouvelles formes d'éléments parasites seront employées intégrant des inductances afin de miniaturiser les antennes et obtenir un comportement multifréquence.

II.3.1. Etude et conception des antennes

Pour la conception des antennes, nous avons suivi la même démarche que celle adoptée dans la section précédente. La première étape consiste à concevoir le monopôle seul. Dans la deuxième étape, nous avons ajouté des éléments parasites au voisinage du monopôle intégrant une self inductance. Deux cas ont été étudiés : le premier avec un élément parasite de type monopôle et le deuxième avec une boucle SRR.

II.3.1.1. Etude et conception du monopôle seul

L'antenne monopôle est représentée sur la figure II.17. Le monopôle est imprimé sur une face d'un substrat Rogers DuroidTM 5880 d'épaisseur 0.8 mm ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$. Le monopôle est conçu pour fonctionner à 2.45 GHz. Le plan de masse est imprimé sur l'autre face du substrat. Les dimensions sont représentées sur la figure II.17-a.

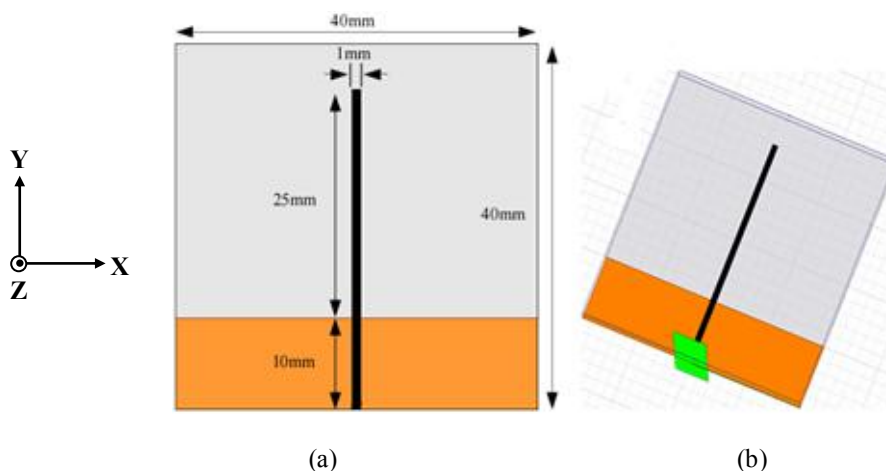


Figure II.17: Monopôle imprimé conventionnel: (a) Vue de dessus; (b) Modèle HFSS.

La Fig. II.18 représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne monopôle en fonction de la fréquence ainsi que le diagramme de rayonnement 3D du monopôle à la fréquence 2.45GHz. La fréquence de résonance 2.45GHz correspond à une valeur de module de S_{11} égale à -17 dB, et la bande passante à -10 dB est d'environ 20%.

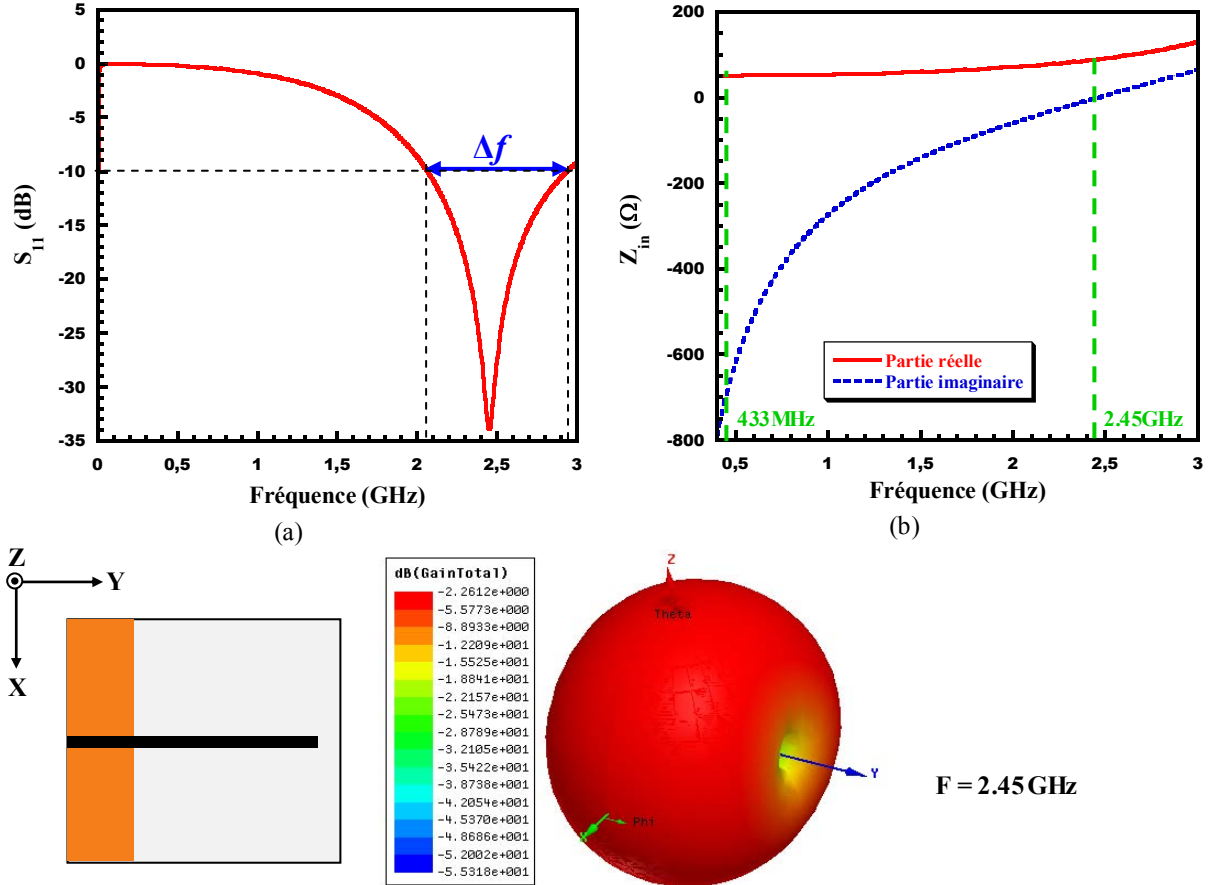


Figure. II.18: Résultats de simulation de l'antenne monopôle : (a) Module du coefficient de réflexion S_{11} , (b) Impédance d'entrée Z_{in} et (c) Diagramme de rayonnement 3D ($F=2.45$ GHz).

La Fig. I.18-b montre une résistance d'entrée d'environ 65 Ω à la fréquence de résonance $F_m = 2.45$ GHz et une réactance nulle à cette fréquence. Pour les basses fréquences ($f < F_m$) la partie imaginaire de l'impédance est négative. Le monopôle présente alors un comportement capacitif à ces fréquences (équation II.3). A la fréquence $F_r = 433$ MHz la résistance d'entrée est d'environ 50 Ω et une réactance de l'ordre de -724 Ω . En appliquant l'équation II.3, la valeur de capacité correspondante à cette fréquence est $C_a = 0.5$ pF.

Afin d'adapter l'antenne à la fréquence $F_r = 433$ MHz, il faut coupler un élément inductif au monopôle (réactance positive) dans le but de compenser la réactance négative du monopôle et par conséquent créer une autre résonance. Cette étude sera présentée dans le paragraphe suivant.

II.3.1.2. Conception d'antennes miniatures

Dans le but d'obtenir une structure globale plus compacte, nous avons associé au monopôle des éléments parasites. La nouvelle fréquence de résonance visée est 433MHz. Durant la procédure de conception, nous avons suivi les trois étapes suivantes :

- a. Utilisation de l'élément parasite vertical (optimisé dans la section précédente).
- b. Utilisation d'une boucle rectangulaire ouverte (SRR).
- c. Utilisation d'une boucle SRR intégrant une self inductance.

a. Utilisation d'un élément parasite vertical

Dans ce paragraphe, nous avons choisi le même élément parasite vertical ($H_p=38\text{mm}$) avec une valeur de $L_p=130\text{ nH}$ comme celui étudié dans la section précédente afin de permettre une résonance à 433MHz. Le parasite est connecté au plan de masse et placé en dessous du monopôle (Fig II.19-a). La valeur de l'inductance L_p est réglée à 200 nH pour assurer une résonance à cette fréquence.

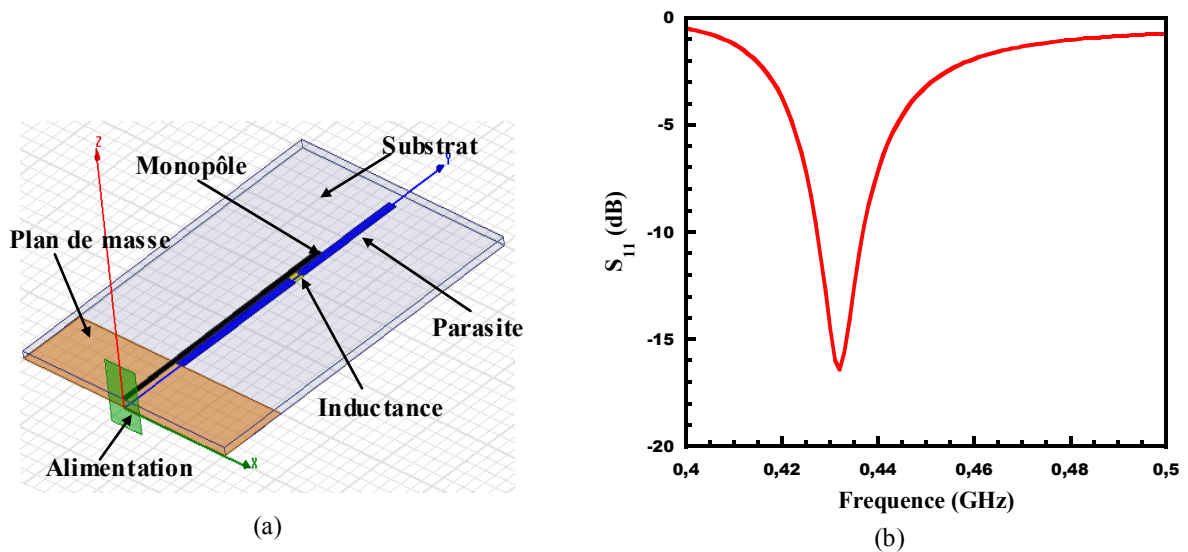


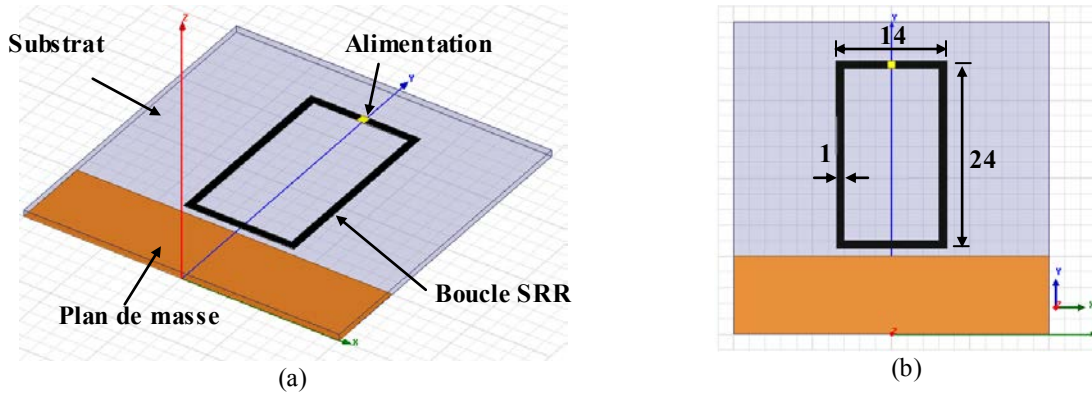
Figure II.19: Antenne monopôle imprimée avec un parasite vertical et une self inductance:
(a) Modèle HFSS, (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

D'après la Fig II.19-b, l'antenne résonne à la fréquence $F_r = 433\text{ MHz}$. Le coefficient S_{11} correspondant est égal à -17dB. Ainsi, nous avons conçu une antenne miniature en technologie imprimée en utilisant la technique inspirée des métamatériaux par emploi d'un parasite verticale intégrant une self inductance.

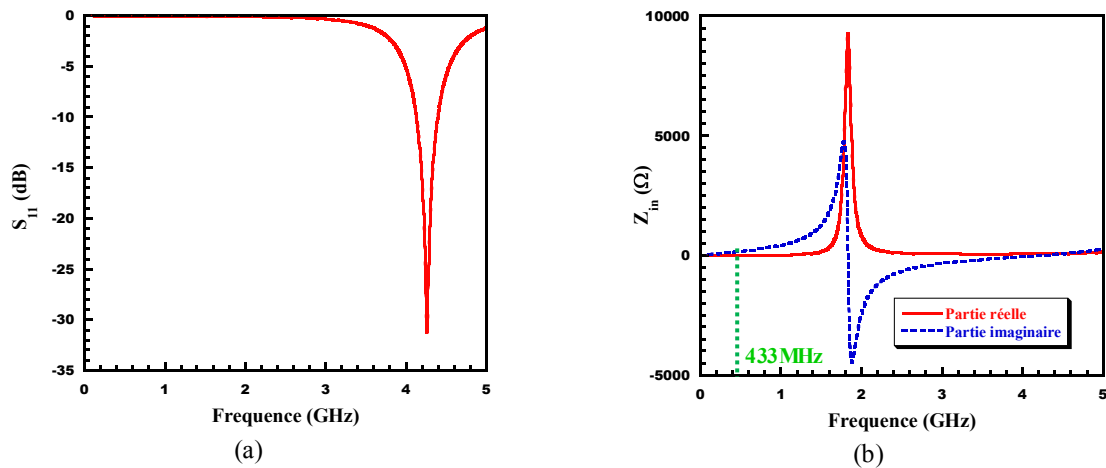
Par la suite nous proposons d'utiliser une autre forme de l'élément parasite à savoir une boucle rectangulaire ouverte (SRR).

b. Utilisation d'une boucle SRR

Dans cette section, une boucle rectangulaire ouverte sera utilisée comme élément parasite afin de concevoir une antenne miniature en technologie imprimée. La procédure de conception commence par la boucle seule afin d'étudier ses caractéristiques en termes d'impédance et de fréquence de résonance. La figure II.20 représente la structure de la boucle ainsi que ses dimensions. Nous avons gardé les mêmes dimensions du substrat et du plan de masse.



La Fig. II.21 représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne monopôle en fonction de la fréquence. La fréquence de résonance 4.26GHz correspond à une valeur de module de S_{11} égale à -31.25dB.



La Fig. I.21-b montre que pour les basses fréquences ($f < F_m = 2.45$ GHz), la partie imaginaire de l'impédance est positive. La boucle présente alors un comportement inductif à ces fréquences (équation II.2). A la fréquence $F_r = 433$ MHz la résistance d'entrée est d'environ 1.35Ω et une réactance de l'ordre de 138.78Ω .

Par la suite nous avons associé la boucle SRR au monopole afin d'obtenir une nouvelle fréquence à 433MHz. L'élément SRR a été placé sur la même face que le monopôle à une distance $d=1$ mm (Fig. II.22-a)

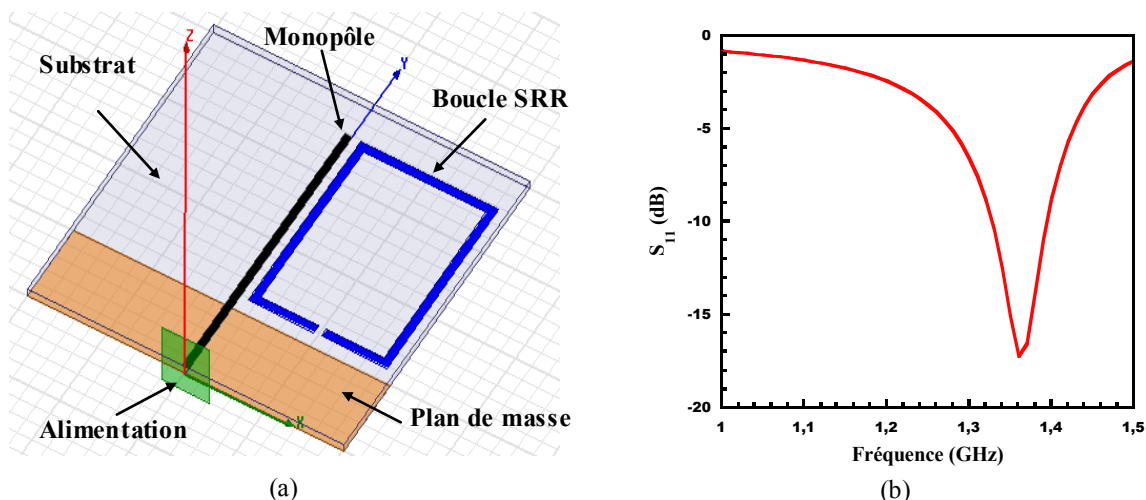


Figure II.22: Antenne monopôle imprimée avec un anneau à (à fente) parasite:
(a) Modèle HFSS, (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

D'après la figure II.22-b, la résonance est obtenue à environ 1.36 GHz avec un coefficient de réflexion S_{11} correspondant égal à -17.8 dB. Cette première étude permet de dimensionner une boucle avant l'intégration d'une self inductance afin d'obtenir une résonance à la fréquence 433 MHz.

La figure II.23 représente les résultats simulés du diagramme de rayonnement 3D pour l'antenne monopôle associée à une boucle SRR (Fig. II.22-a) à la fréquence 1.36 GHz.

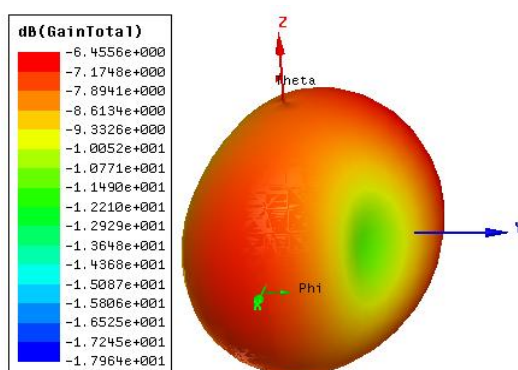


Figure II.23: Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne à la fréquence 1.36GHz.

c. Utilisation d'une boucle SRR avec une self inductance

Dans ce paragraphe nous avons utilisé le même élément SRR employé dans l'étape précédente. Une self inductance $L_p = 170$ nH est ensuite intégrée dans l'élément parasite (Fig. II.24-a) permettant une résonance à la fréquence $F_r = 433$ MHz mais le S_{11} se dégrade en

même temps (Fig. II.24-b). Cette mauvaise adaptation est due aux pertes engendrées par la valeur importante de la self inductance.

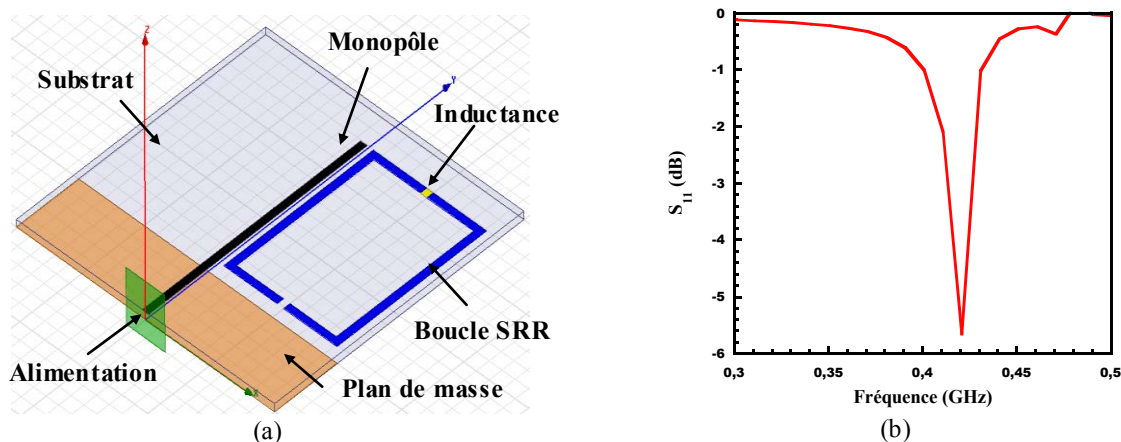


Figure II.24: Antenne monopôle imprimée avec un parasite vertical et une self inductance:
(a) Modèle HFSS, (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

Nous sommes parvenus à concevoir une antenne miniature par la technique inspirée des métamatériaux. La structure globale est plus compacte que l'antenne « Z ». En effet, l'élément parasite que nous avons employé à la même forme que le monopôle contrairement à celui employé dans cette antenne, occupant un volume relativement important par rapport au monopôle ce qui rend la structure encombrante. L'ajout d'une self inductance ainsi que le réglage de la hauteur du parasite a permis une résonance à la fréquence $F_r = 433$ MHz.

Le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à la fréquence de résonance 433MHz sont présenté sur la figure II.25.

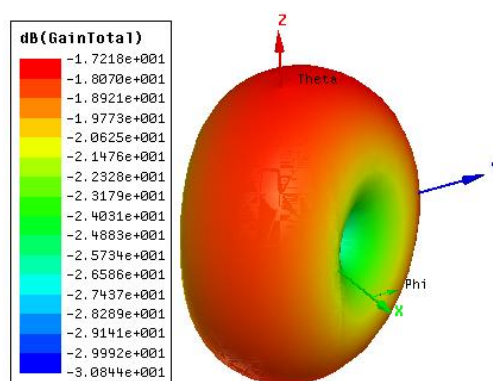


Figure II.25: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne à la fréquence 433MHz.

Nous proposons pour la suite de concevoir des antennes multifréquences en ajoutant d'autres éléments SRR avec des selfs inductances.

II.3.1.3. Conception d'antennes multifréquences

Nous avons étudié trois antennes avec respectivement une, deux et trois boucles (Fig. II.26). Pour les différentes structures proposées, les dimensions du monopôle et les SRR restent constantes.

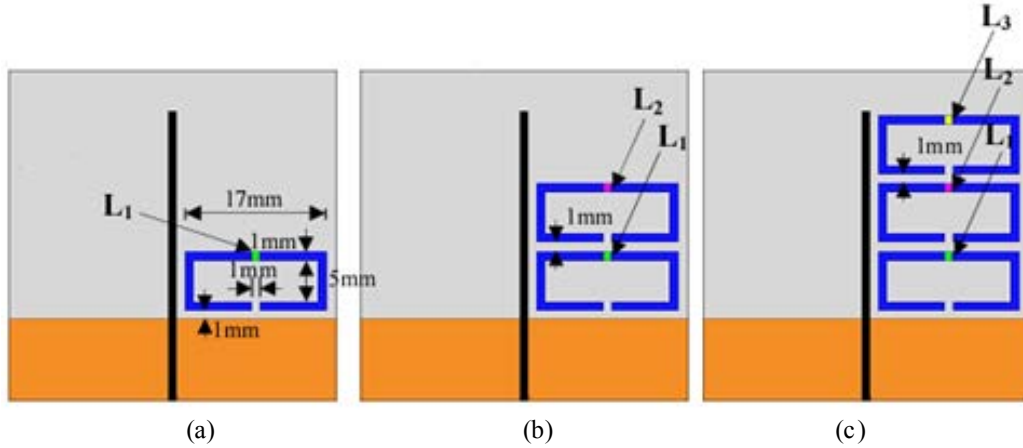


Figure II.26: Géométries et dimensions des antennes proposées :
(a) Antenne A1; (b) Antenne A2 et (c) Antenne A3.

La Figure II.26-a montre la première structure intégrant une inductance. Comme le montre la figure II.26-b, la deuxième structure comprend deux boucles qui intègrent chacune une inductance. Dans la figure II.26-c, nous présentons la troisième antenne avec trois boucles chargées par trois inductances.

Pour la simulation, nous avons utilisé des inductances avec des valeurs relativement faibles afin d'éviter la dégradation de l'efficacité aux nouvelles fréquences.

Les valeurs sont comme suit :

- Pour la première antenne: $L_1 = 27 \text{ nH}$.
- Pour la deuxième antenne: $L_1 = 27 \text{ nH}$ et $L_2 = 12 \text{ nH}$.
- Pour la troisième antenne: $L_1 = 27 \text{ nH}$, $L_2 = 12 \text{ nH}$ et $L_3 = 8 \text{ nH}$.

a. Coefficient de réflexion S_{11}

La figure II.27 illustre le coefficient de réflexion simulé S_{11} de l'antenne A3. Nous pouvons noter un comportement multifréquences de l'antenne. En effet, l'ajout d'autres éléments SRR à permis l'apparition de nouvelles fréquences. Chaque fréquence est fixée par l'une des valeurs des selfs inductances selon la relation suivante [II.10] :

$$F_r \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_p + C_a}{L_p (C_p, C_a)}} \quad (\text{II.4})$$

Avec

C_a : la capacité du monopôle.

C_p : la capacité du parasite

L_p : la valeur de l'inductance.

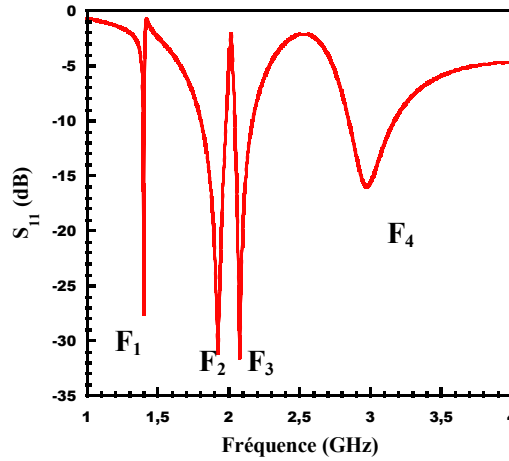


Figure II.27: Simulation du coefficient de réflexion S_{11} pour l'antenne A3.

b. Courants surfaciques

Afin de déterminer l'origine de chaque fréquence, nous avons étudié les vecteurs de courants simulés (Figure II.28) aux différentes fréquences de résonance.

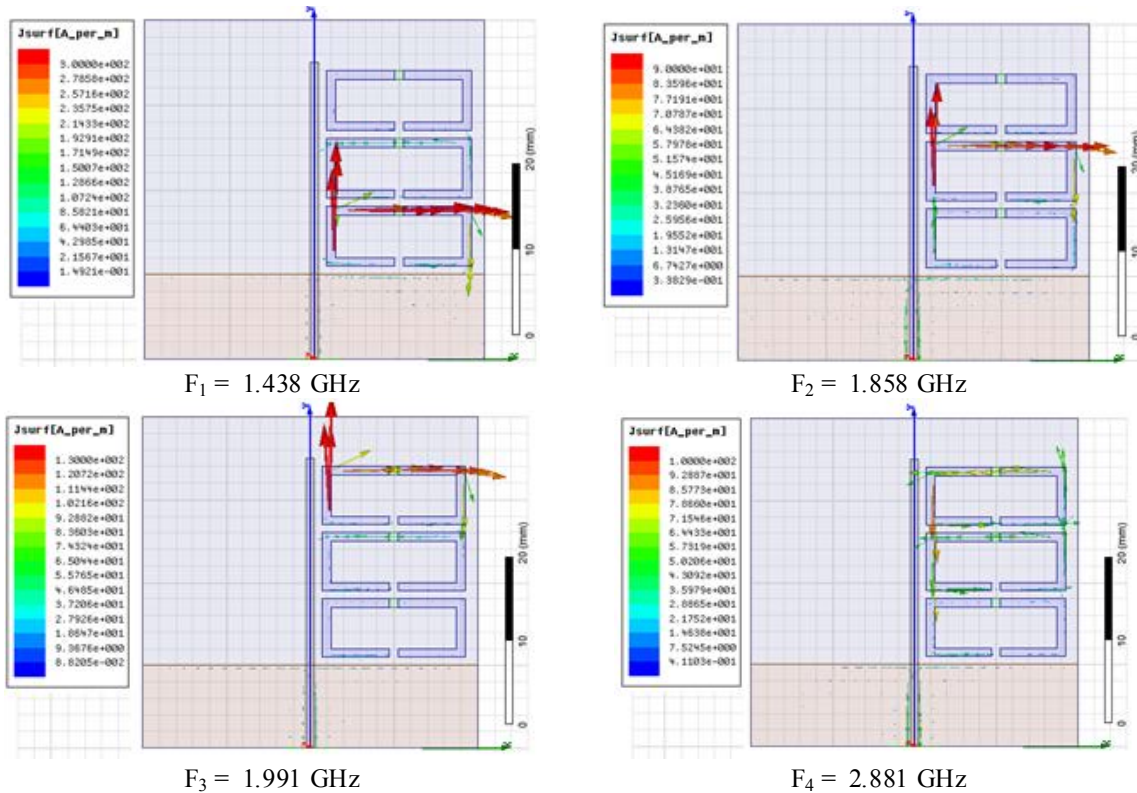


Figure II.28: Vecteur courants surfaciques simulés de l'antenne A3.

La fréquence $F_1=1.438$ GHz correspond à la boucle chargée par l'inductance $L_1=27$ nH et la contribution du monopole n'est pas importante. A la fréquence $F_2 = 1.858$ GHz la résonance est assurée par la boucle d'inductance $L_2 = 12$ nH. Dans le cas de la troisième fréquence $F_3=1.991$ GHz, la boucle chargée par l'inductance $L_3 = 8$ nH joue le rôle de l'élément résonant. Finalement, la fréquence la plus haute $F_4=2.881$ GHz correspond à la résonance du monopôle. La fréquence propre du monopôle étant de 2.45GHz. Ce décalage est du à la présence de courant sur les trois boucles.

c. Efficacité

Le tableau II.5 regroupe les valeurs de l'efficacité obtenues par simulation de l'antenne A3 aux différentes fréquences de résonance.

	Antenne A3			
Fréquence (GHz)	$F_1 = 1.438$	$F_2 = 1.858$	$F_3 = 1.991$	$F_4 = 2.884$
Efficacité (%)	88.2	92.2	94.5	95.8

Tableau II.5: Efficacités simulées pour les deux antennes étudiées.

Selon le tableau II.5 nous pouvons noter de bonnes valeurs de l'efficacité obtenues pour les deux antennes aux différentes fréquences de résonance.

d. Diagrammes de rayonnement

La figure II.29 représente les résultats simulés des diagrammes de rayonnement 3D pour les trois antennes proposées aux fréquences de résonance.

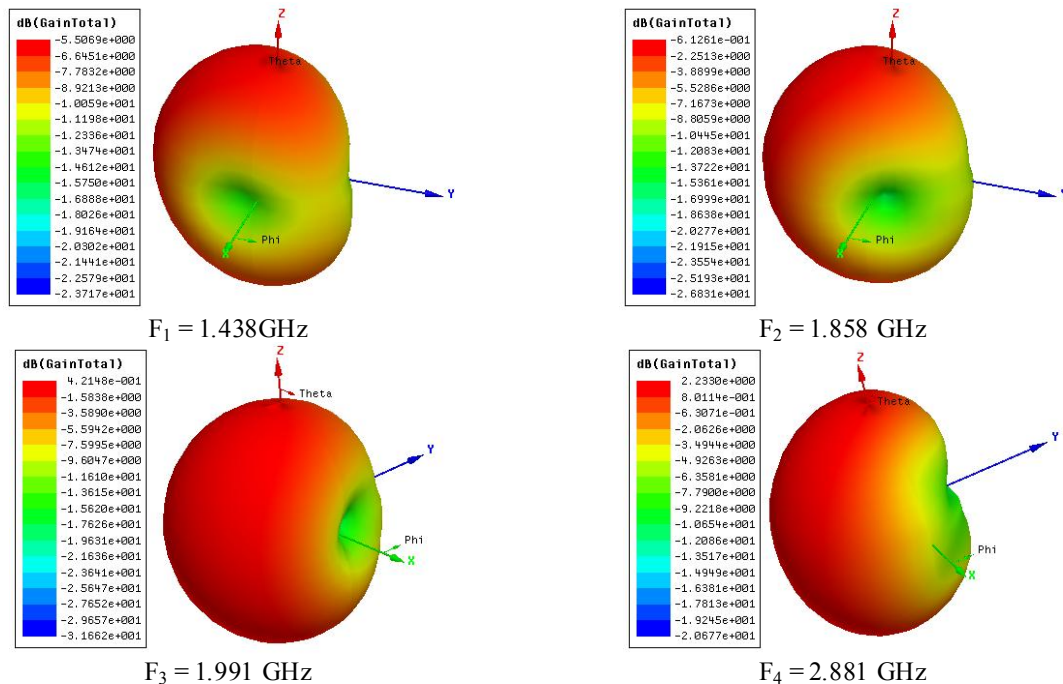


Figure II.29: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne A1 aux différentes fréquences de résonance.

Dans le cas des trois premières fréquences F_1 , F_2 et F_3 les diagrammes de rayonnement sont de même forme avec un zéro vers l'axe des X. A la fréquence F_4 le diagramme de rayonnement correspond au monopôle. Dans ce cas nous pouvons constater une déformation du diagramme ainsi que le décalage du zéro de l'axe des Y. Cette déformation est due à la présence de courant sur les trois boucles à la fréquence de résonance du monopôle.

II.3.2. Validation expérimentale

II.3.2.1. Prototypes

Les antennes représentées dans cette section ont été réalisées et caractérisées. La figure II.30 présente la photo des prototypes. Pour la réalisation, nous avons utilisé les mêmes valeurs d'inductances que celles utilisées en simulation.

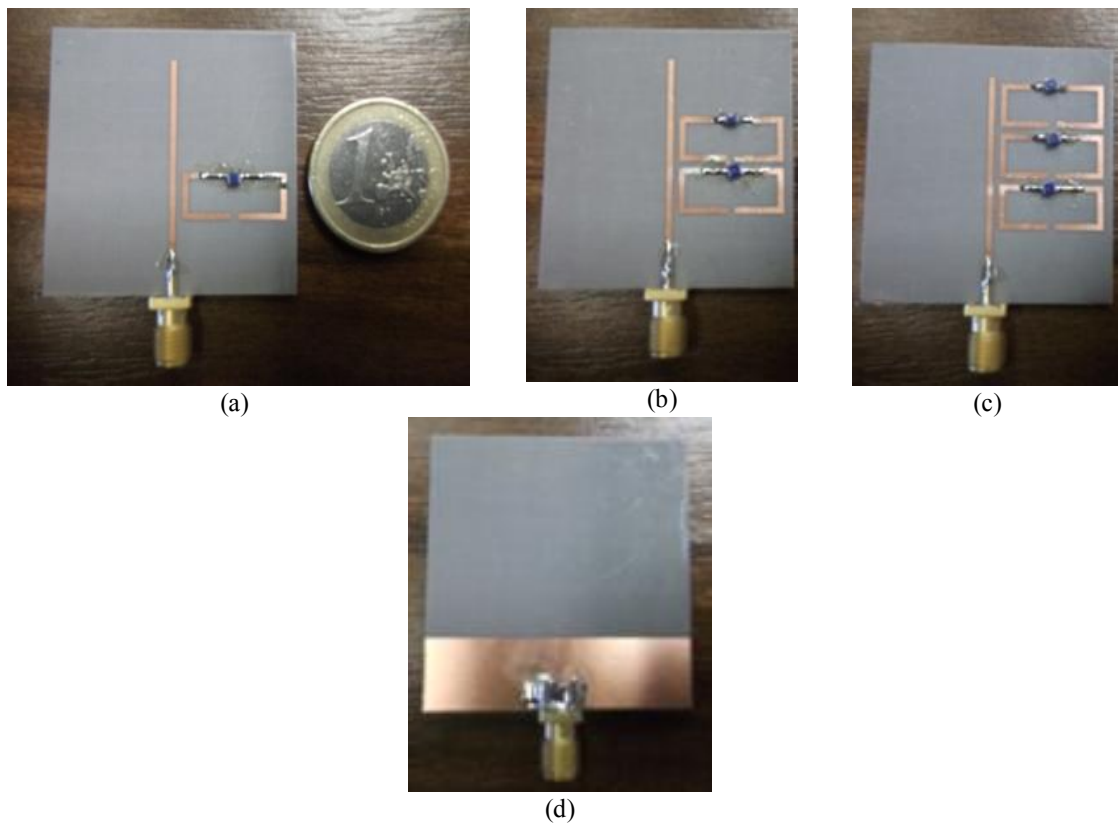


Figure II.30: Photos des prototypes: vue de dessus (a) A1; (b) A2; (c) A3 et (d) vue de dessous pour les 3 antennes.

II.3.2.2. Coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion des antennes sont mesurés dans la bande de fréquence 1 - 4GHz. Les résultats obtenus sont comparés à la simulation et sont représentés sur la figure II.31.

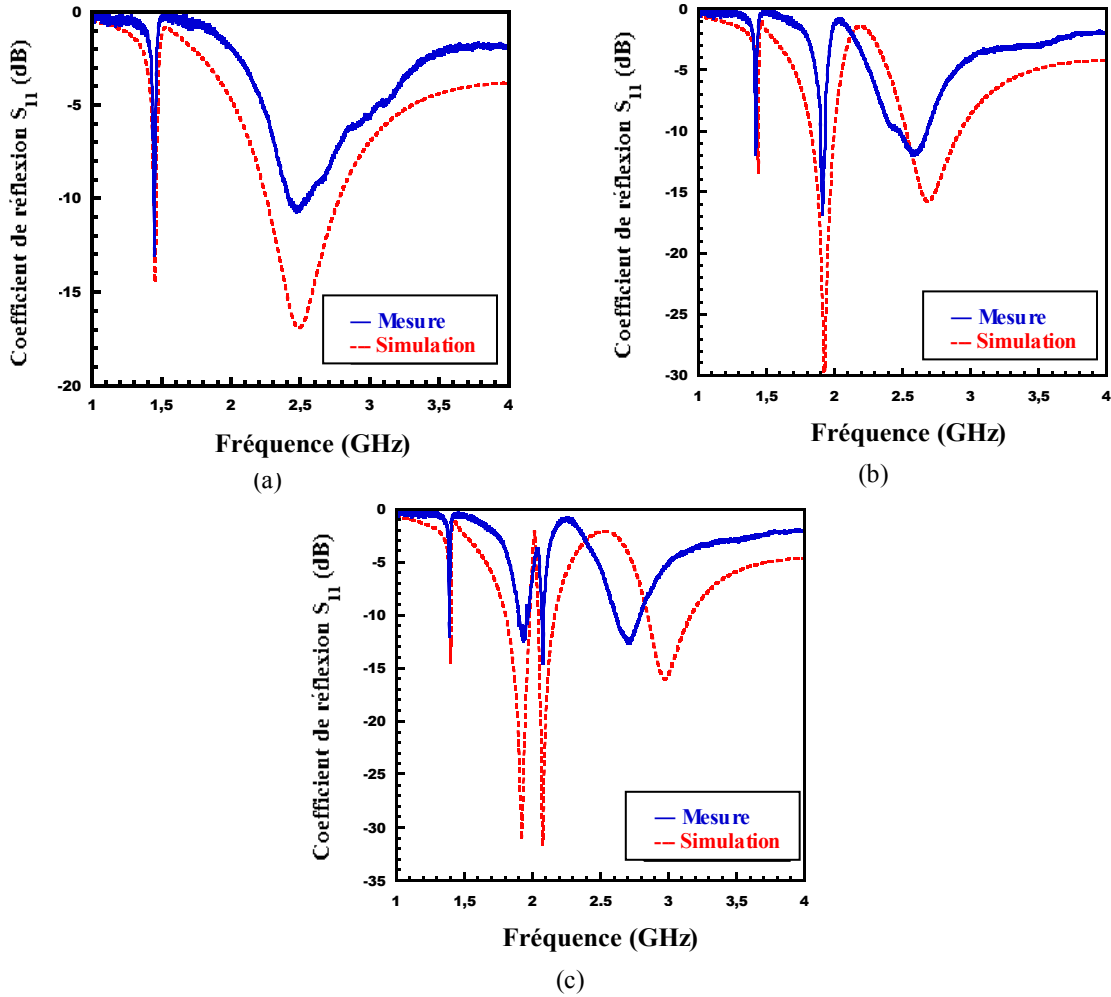


Figure II.31: Coefficients de réflexion simulés et mesurés des structures proposées:
(a) A1, (b) A2 et (c) A3.

Comme le montre la Figure II.31-a, la première antenne fonctionne à deux fréquences de résonance. La première $F_0 = 1.45$ GHz, correspond à la résonance de la boucle, alors que la seconde résonance est $F_1 = 2.478$ GHz, correspondant au monopôle.

L'ajout d'une deuxième boucle génère une troisième résonance à la fréquence $F_2 = 1.893$ GHz, comme l'indique la Figure II.31.b. Nous pouvons remarquer dans la Figure II.31.c, que l'ajout de la troisième boucle conduit à l'apparition d'une nouvelle résonance à la fréquence $F_3 = 1.991$ GHz. On note un léger décalage des fréquences précédentes (voir tableau II.6), cela est dû aux valeurs des inductances intégrées dans le prototype avec des tolérances de l'ordre de 20 %.

Antenne	Fréquences de résonance (GHz)							
	F ₀		F ₁		F ₂		F ₃	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
A1	1.45	1.449	2.478	2.448	-	-	-	-
A2	1.438	1.423	1.893	1.927	2.661	2.57	-	-
A3	1.438	1.397	1.858	1.931	1.991	2.082	2.881	2.692

Tableau II.6: Fréquences de résonance simulées et mesurées pour les trois antennes étudiées.

II.3.2.3. Efficacité

Le tableau II.7 regroupe les valeurs simulées et mesurées de l' E_{tot} pour l'antenne A3 aux fréquences de résonance F_1 , F_2 , F_3 et F_4 . Pour la simulation, nous avons pris en compte les pertes au niveau des inductances afin de se mettre dans les conditions réelles de la mesure.

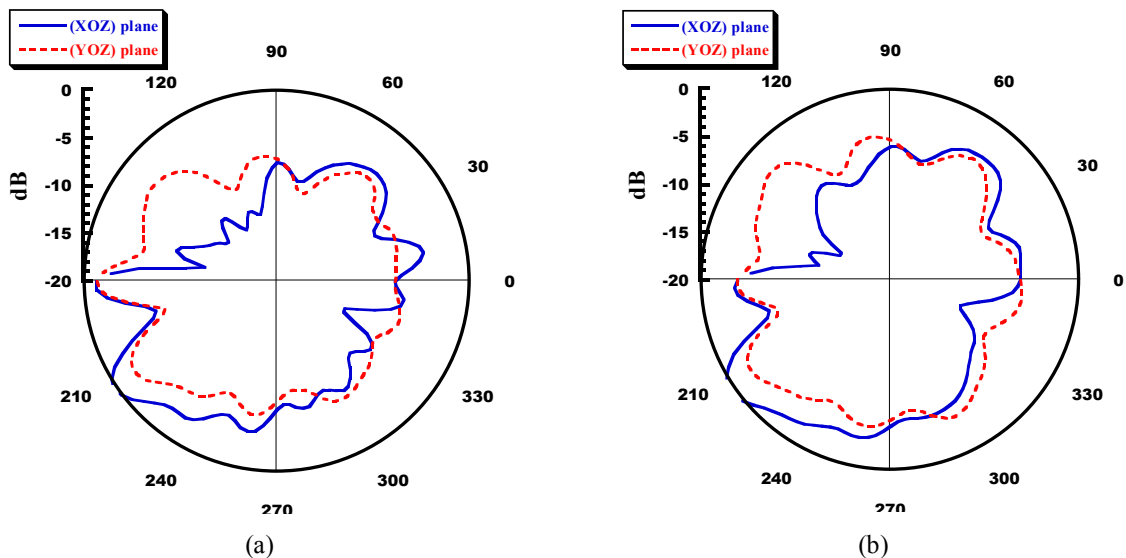
Antenne	Efficacité Totale, E_{tot} (%)							
	F ₁		F ₂		F ₃		F ₄	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
Antenne A3	68.04	62.7	95.5	88.8	96.4	89.5	75.85	71.2

Tableau II.7: Efficacité totale (E_{tot}) simulée et mesurée pour l'antenne A3.

Selon le tableau II.7, on peut noter une bonne efficacité pour l'antenne A3 aux fréquences F_1 , F_2 , et F_3 qui correspond à la résonance des trois boucles. Ce résultat peut s'expliquer par les faibles valeurs des inductances utilisées et en conséquence de faibles pertes engendrées par ces composants.

II.3.2.4. Diagramme de rayonnement 2D

La figure II.32 représente les diagrammes de rayonnement 2D mesurés exprimés en dBi (gain absolu) dans les plans (XOZ) et (YOZ) de l'antenne A3 aux fréquences 1.39 GHz, 1.93 GHz, 2.1 GHz et 2.7 GHz.



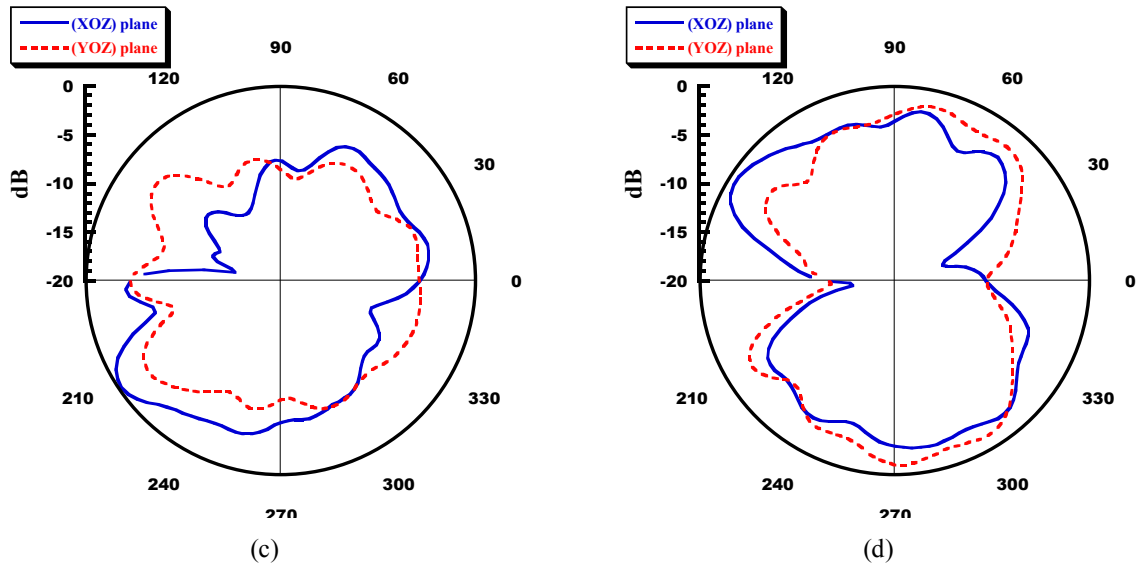


Figure II.32: Diagrammes de rayonnement 2D mesurés (gain) de l'antenne A3 dans les plans (XOZ) et (YOZ), (a): 1.39 GHz, (b): 1.93 GHz, (c): 2.1 GHz et (d): 2.7 GHz.

Nous pouvons noter que pour toutes les fréquences, le gain maximal mesuré de l'antenne étudiée est proche de 0 dB. Comme prévu, le rayonnement est faible dans la direction de monopôle ($\theta=0^\circ$) à $F = 2.7$ GHz, où seul le monopôle est actif et les courants sur les SRR sont faibles. Pour les autres fréquences, seule l'une des boucles est active. Selon la figure II.32-c, le courant sur la boucle est fort sur la branche parallèle et à proximité du monopôle, ainsi que dans la branche perpendiculaire au monopôle. Comme ces courants sont en phase, ils se traduisent par un courant équivalent légèrement dévié de la direction de monopole. Selon la figure. II.32, l'angle de déviation est d'environ -30° .

En conclusion, l'utilisation de la technique inspirée des métamatériaux pour la conception d'antenne miniature permet d'obtenir des structures globales plus compactes (2D) que celles conçues dans la section précédente (3D). Les éléments parasites employés sont des boucles SRR. En premier lieu, nous avons utilisé une seule boucle pour miniaturiser l'antenne. En deuxième lieu nous avons ajouté d'autres éléments parasites afin d'obtenir un comportement multifréquence.

Dans la section suivante nous utiliseront ce concept pour la conception d'antennes dipôles imprimés pour permettre un comportement multifréquence en gardant une structure compacte.

II.4. ANTENNES DIPÔLES AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES

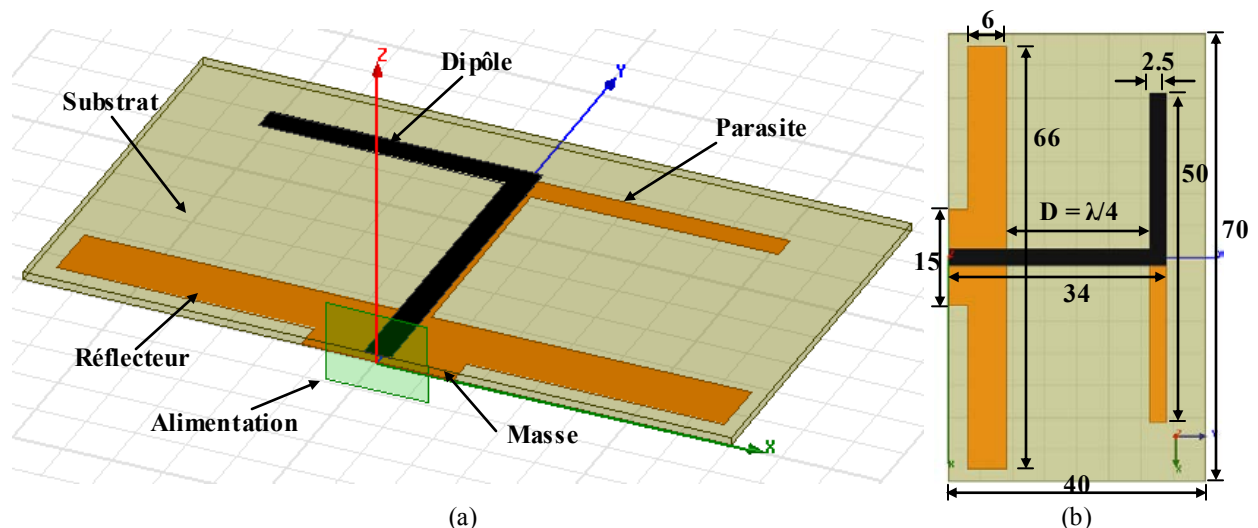
Dans ce paragraphe nous nous proposons d'utiliser la technique inspirée des métamatériaux afin de concevoir des dipôles imprimés compacts et multifréquence. Les parasites employés sont des boucles rectangulaires ouvertes (SRR) utilisées dans la section précédente et intégrant des inductances.

II.4.1. Etude et conception des antennes

Durant la conception, nous avons suivi une démarche qui consiste en premier lieu à concevoir le dipôle seul proposé dans la référence [II.11] et à étudier ses différentes caractéristiques (coefficient de réflexion, impédance ...). En deuxième lieu, nous avons ajouté un élément parasite. Cette étape est basée sur une étude paramétrique afin d'étudier l'impact des paramètres pertinent de l'élément parasite sur la nouvelle fréquence de résonance F_r et nous servira par la suite pour bien choisir les dimensions du parasite

II.4.1.1. Etude et conception du dipôle seul

Comme le montre la Fig. II.33, la structure consiste en deux bras imprimés de part et d'autre sur un substrat Rogers DuroidTM 5880 de 0.8 mm d'épaisseur et de permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$. Sur la face supérieure du substrat sont disposés un bras de dipôle et une ligne d'alimentation, tandis que sur le côté inférieur se trouvent l'autre bras de dipôle et une ligne d'alimentation connectée à un réflecteur et un plan de masse rectangulaire.



La longueur D est indispensable puisqu'elle correspond à la longueur électrique $\lambda/4=25\text{mm}$ qui fixe la fréquence de résonance du dipôle à $F_d = 2.45\text{GHz}$. Nous nous proposons dans cette section d'exploiter l'espace limité par la distance D afin d'ajouter une boucle SRR afin de miniaturiser l'antenne ensuite obtenir un comportement multifréquence par rajout d'autres boucles. Pour cela nous avons d'abord étudié le comportement du dipôle seul en termes d'impédance.

La Fig. II.34 représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne monopôle en fonction de la fréquence. La fréquence de résonance 2.45GHz correspond à une valeur de module de S_{11} égale à -27 dB , et la bande passante à -10 dB est d'environ 19%.

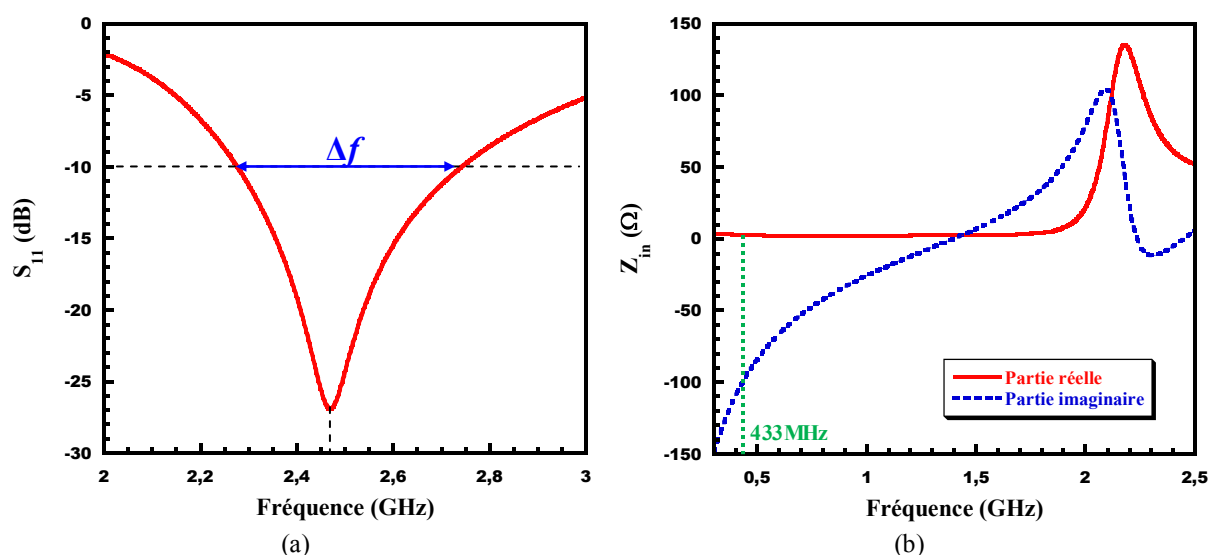


Figure. II.34: Résultats de simulation de l'antenne monopôle :
(a) Module du coefficient de réflexion $S_{11}(\text{dB})$, (b) Impédance d'entrée $Z_{in}(\Omega)$.

La Fig. II.34-b montre une résistance d'entré d'environ $65\ \Omega$ à la fréquence de résonance $F_d = 2.45\text{ GHz}$ et une réactance nulle à cette fréquence. Pour les basses fréquences ($f < F_m$) la partie imaginaire de l'impédance est négative. Le dipôle présente alors un comportement capacitif à ces fréquences. La valeur de la résistance est égale à $R_d = 2.66\ \Omega$ à la fréquence $F_r = 433\text{ MHz}$. Alors que la valeur de la réactance est égale à $-100\ \Omega$ à cette fréquence, il lui correspond une capacité de valeur $C_d = 3.65\text{pF}$ (selon l'équation II.3).

Afin d'adapter l'antenne à cette fréquence, il faut coupler un élément inductif au dipôle (réactance positive) dans le but de compenser la réactance négative du dipôle et par conséquent créer une autre résonance.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne en gain et en directivité à la fréquence de résonance $F_d = 2.45 \text{ GHz}$ sont présentés sur la figure II.35.

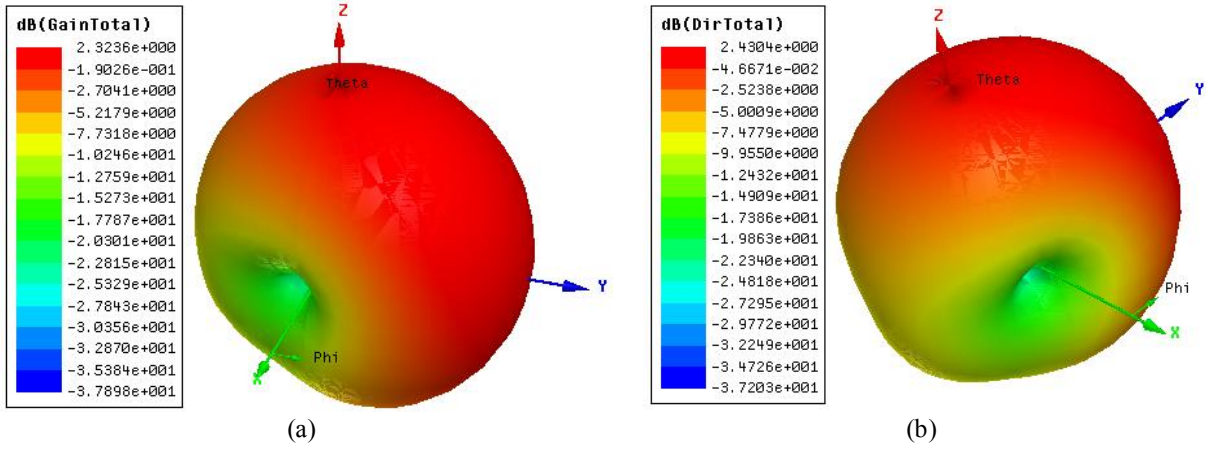


Figure II.35: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne dipôle à la fréquence $F_d = 2.45$
(a) Gain (dB) et (b) Directivité (dB).

Selon la fig II.35–a, on note un maximum de rayonnement vers les Y positifs avec un gain maximal $G_{\max} = 2.32 \text{ dB}$. Ce résultat est dû à la présence du plan réflecteur qui permet de réduire le rayonnement arrière du dipôle. La valeur de la directivité maximale est de l'ordre de 2.43 dB .

La figure II.36 représente les vecteurs courants surfaciques simulés de l'antenne à la fréquence $F_d = 2.45 \text{ GHz}$ obtenus par simulation.

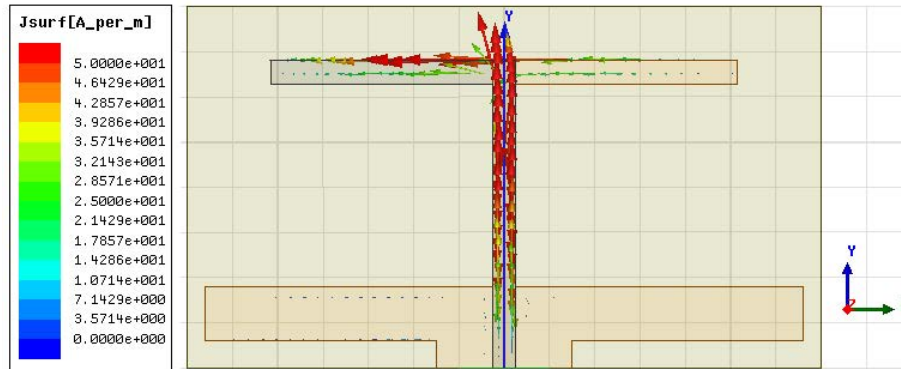


Figure II.36: Vecteur courants surfaciques simulés à la fréquence F_d .

Nous pouvons remarquer que les courants sont forts sur le brin du dipôle. L'efficacité obtenue par simulation est de l'ordre de 91.9% .

II.4.1.2. Conception d'antennes miniatures

Afin de concevoir des antennes plus compactes, nous avons ajouté au dipôle des boucles SRR plutôt que des parasites verticaux. En effet, à la fréquence 433MHz, la valeur de la capacité équivalente du dipôle est relativement élevée d'où le besoin d'une inductance de valeur importante afin de compenser la réactance du dipôle.

Durant la procédure de conception, nous avons choisi la démarche suivante :

- a. Utilisation d'une boucle rectangulaire ouverte SRR.
- b. Utilisation d'une boucle SRR intégrant une self inductance.
- c. Utilisation de deux boucles SRR

a. Utilisation d'une boucle rectangulaire ouverte SRR

Dans cette partie, plusieurs études paramétriques sont menées afin d'étudier l'impact des paramètres pertinents de la boucle SRR sur la fréquence de résonance basse ainsi que sur l'adaptation.

a.1. Impact de la distance d_1

La figure II.37 illustre la géométrie et les dimensions de la boucle SRR associée au dipôle ainsi que les variations du coefficient de réflexion en fonction de la distance d séparant la boucle du SRR.

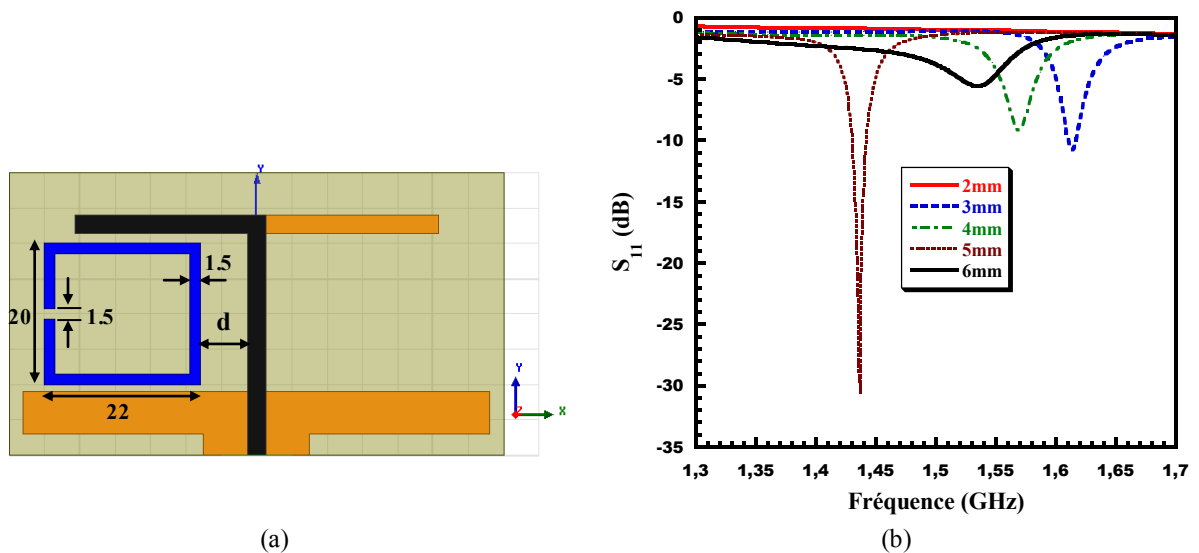


Figure. II.37: Impact de la distance d : (a) Géométrie et dimension en (mm), (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

Selon les résultats de simulation, il existe une distance optimale $d_{opt} = 5\text{mm}$ qui permet d'assurer un bon couplage entre le dipôle et le SRR. En effet, à la distance d_{opt} on obtient une

bonne adaptation de l'antenne ($S_{11} = -30$ dB à la fréquence 1.44GHz. A cette distance l'inductance assurée par la présence de la boucle permet de compenser la capacité du monopôle à la fréquence 1.44GHz. La variation de la fréquence de résonance basse F_r n'est pas linéaire avec la distance d puisqu'elle diminue pour les valeurs de la distance de 3 à 5mm et elle augmente à 6mm. A noter que le couplage de l'anneau avec les différents éléments de la structure (Les deux bras du dipôle ainsi que le plan réflecteur) ainsi que ses différents paramètres géométriques rendent la tâche complexe pour étudier l'effet de l'anneau sur la fréquence de résonance ainsi que sur l'adaptation. L'absence de modèle électrique manque à notre étude afin de justifier l'apport de la boucle sur la structure. En effet, la modélisation du couplage dipôle-boucle est difficile à maîtriser.

a.2. Impact de la longueur L

Ce paragraphe est l'objet d'une étude paramétrique pour choisir la longueur L de la boucle SRR permettant une résonance à la fréquence $F_r = 1.42$ GHz. Pour cela la distance d entre le dipôle et le SRR a été fixée à $d_{opt} = 5$ mm.

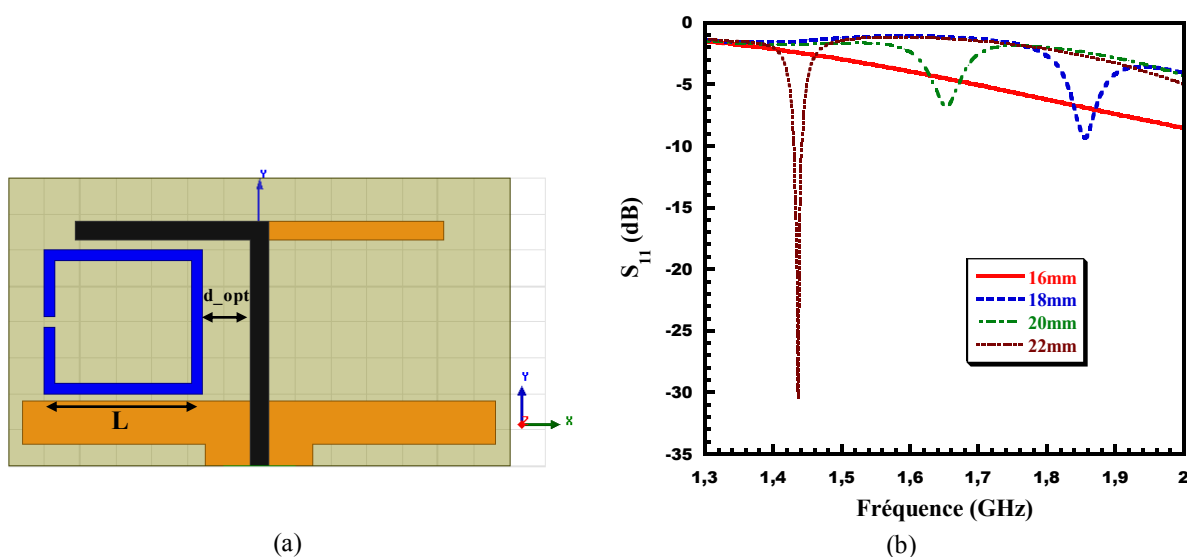


Figure. II.38: Impact de la longueur L : (a) Géométrie (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

Selon la Fig.II.38-a, la longueur L affecte la nouvelle fréquence F_r et l'adaptation. Lorsque L augmente, la fréquence diminue. Pour la longueur $L = 22$ mm, on obtient une résonance à 1.44 GHz avec une bonne adaptation ($S_{11} = -30$ dB environ). Par conséquent l'emploi de la boucle SRR seule ne permet pas d'assurer une résonance à la fréquence 433MHz d'où le besoin d'insérer une self inductance.

b. Utilisation d'une boucle SRR intégrant une self inductance L_p

Dans ce paragraphe nous avons utilisé une boucle SRR intégrant une résistance L_p afin d'obtenir une résonance à la fréquence 433MHz avec une bonne adaptation.

La figure II.39, représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la valeur de l'inductance L_p . A noter que la distance d est fixée à $d_{opt} = 5\text{mm}$ et la longueur L est fixée à 22mm.

D'après la figure II. 39-b, nous pouvons remarquer que la fréquence de résonance F_r varie suivant la valeur des inductances. La fréquence 433 MHz est atteinte pour une valeur de l'inductance $L_p=180\text{nH}$ avec une mauvaise adaptation ($S_{11} = -7\text{dB}$).

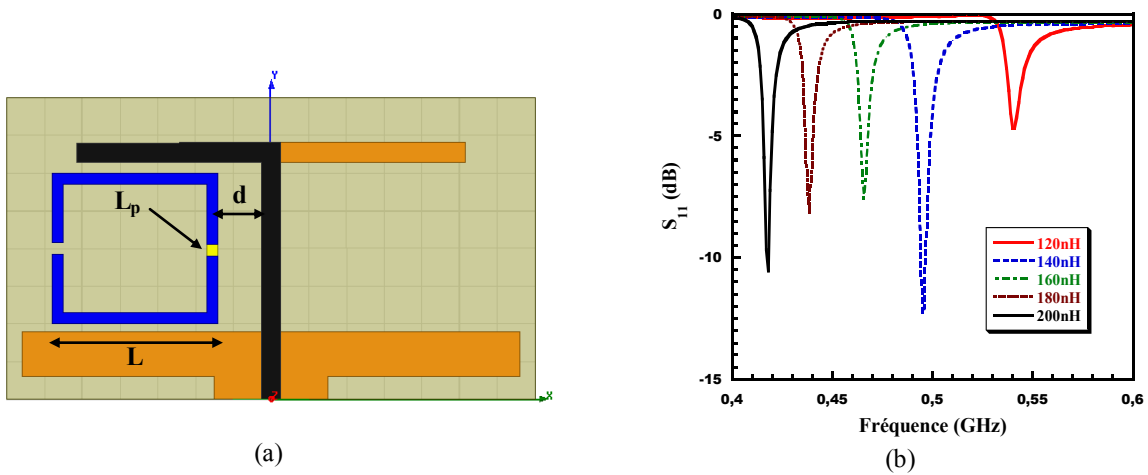


Figure. II.39: Impact de la valeur de l'inductance L_p : (a) Géométrie (b) Coefficient de réflexion S_{11} .

Par la suite nous avons optimisé la distance d et la longueur L pour obtenir une bonne adaptation à la fréquence 433MHz. Les valeurs des paramètres optimisés sont les suivantes :

- $L_p = 180\text{nH}$
- $d = 4.5\text{mm}$
- $L = 21\text{ mm}$

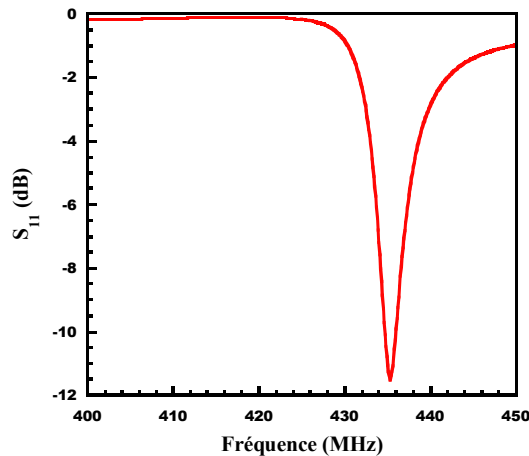


Figure. II.40: Simulation du coefficient de réflexion S_{11} .

La figure II.40, montre une résonance à la fréquence 433MHz avec une bonne adaptation (-12dB). Nous sommes parvenus donc à concevoir une antenne dipôle miniature. L'ajout de la boucle SRR n'a pas causé l'augmentation du volume global de l'antenne.

Par la suite, les différentes caractéristiques simulées de l'antenne miniature en termes de diagramme de rayonnement (Gain et directivité) et en efficacité sont présentées.

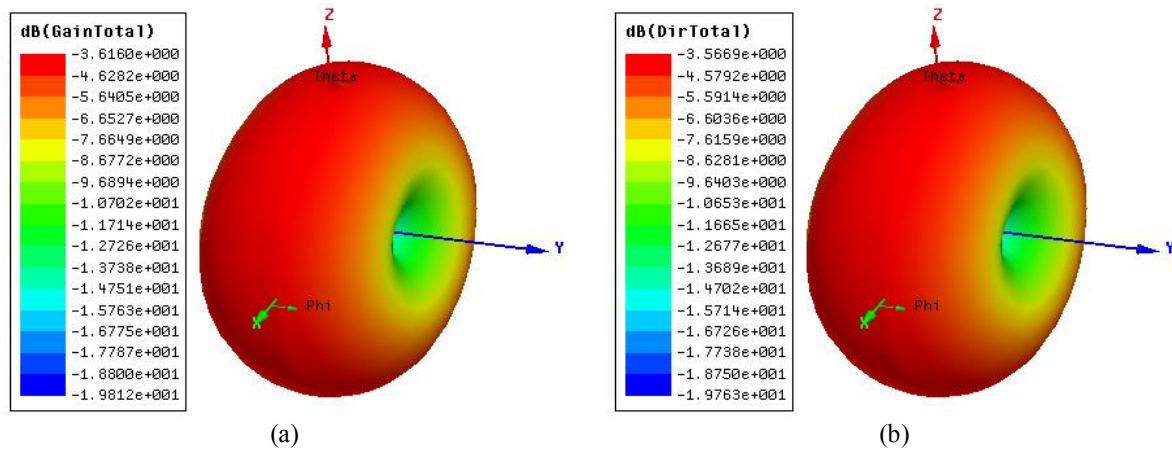


Figure. II.41: Diagrammes de rayonnement 3D simulés à 433 MHz :
(a) Gain (dB), (b) Directivité (dB).

La figure II.41 représente les diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle miniature à la nouvelle fréquence basse $F_r = 433$ MHz en gain et en directivité. Le diagramme de rayonnement obtenu est celui d'un dipôle magnétique avec un zéro dans l'axe des (OY). La valeur maximale du gain obtenue est de l'ordre de -3.61 dB alors que la valeur maximale de la directivité est -3.56 dB.

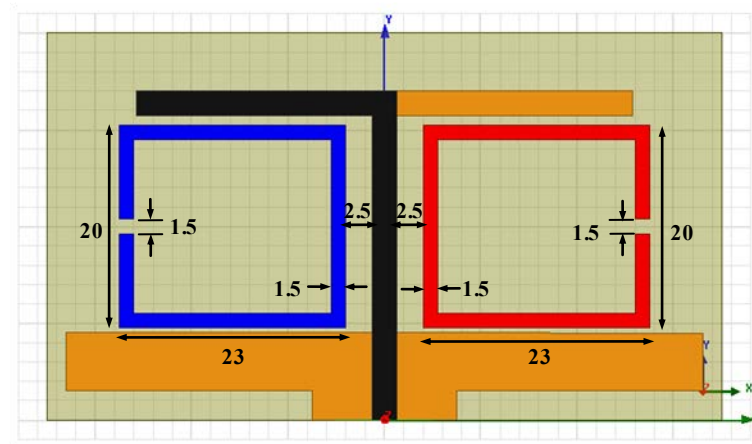
La valeur de l'efficacité obtenue par simulation à la fréquence $F_r = 433$ MHz est d'environ 88.6%.

Nous proposons pour la suite de concevoir des antennes multifréquences en rajoutant un deuxième élément SRR.

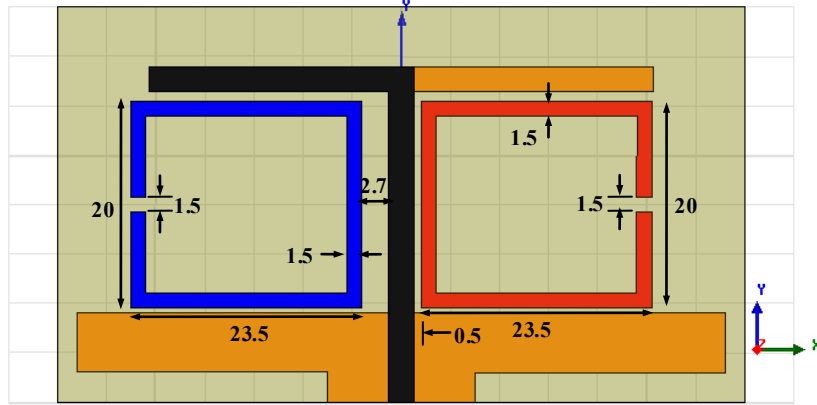
II.4.1.3. Conception d'antennes multifréquences

Dans le but d'obtenir des antennes multifréquences, nous avons ajouté un deuxième élément SRR. L'étude paramétrique menée dans le paragraphe précédent montre que la nouvelle fréquence F_r est fixée par les dimensions de la boucle ainsi que la distance qui la sépare du dipôle.

Nous avons étudié deux cas [II.12]: dans le premier cas (antenne A1), les deux boucles sont identiques et symétrique par rapport à la ligne micro ruban alimentant le dipôle (Fig II.42-a) alors que dans le deuxième cas (antenne A2) les boucles sont identiques mais asymétriques par rapport à la distance qui les séparent du dipôle ($d_1 \neq d_2$) (Fig II.42-b).



(a)



(b)

Figure II.42: Géométries et dimensions (mm) des antennes proposées:
(a): Antenne A1 (b): Antenne A2.

Par la suite nous présentons les résultats de simulation des deux antennes en termes de coefficient de réflexion, de courants surfaciques, de diagrammes de rayonnement et d'efficacité.

a. Coefficient de réflexion S_{11}

Les coefficients de réflexion simulés des deux antennes proposées A1 et A2 sont présenté sur la figure II.43.

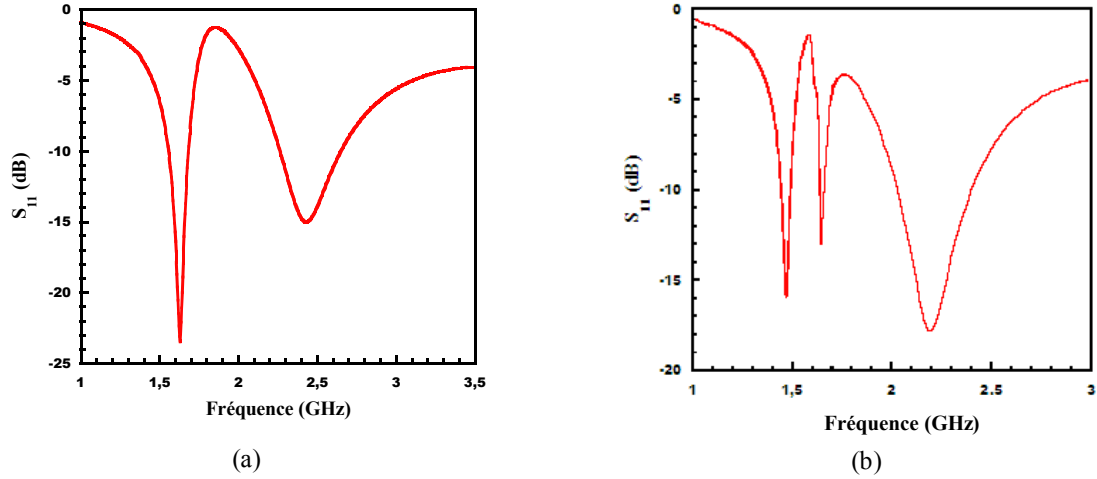
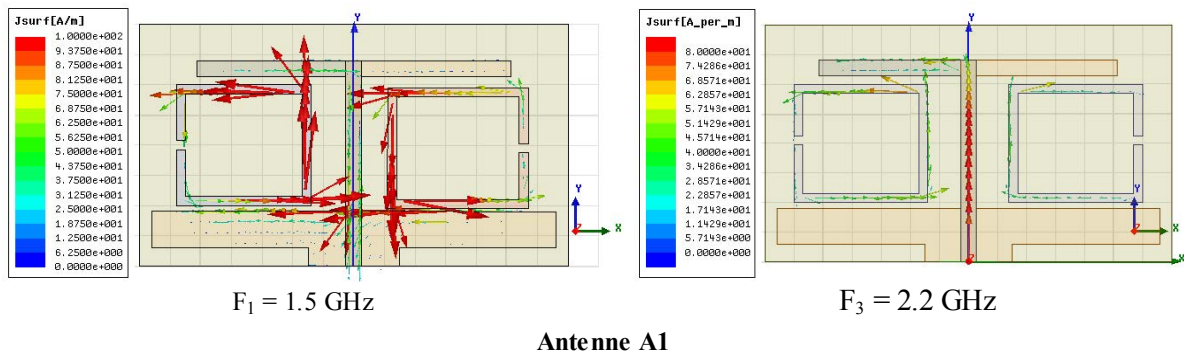


Figure II.43 : Simulation du coefficient de réflexion S_{11} : (a) Antenne A1, (b) Antenne A2.

D'après la figure II.43, nous pouvons noter que dans le cas de l'antenne A1, une seule fréquence basse générée à 1.61GHz. Ce résultat est dû au fait que les deux boucles sont identiques et symétrique et par conséquent elles résonnent à la même fréquence. Dans le cas de l'antenne A2 où les deux boucles sont asymétriques nous obtenons deux fréquences de résonance différentes (1.51 GHz et 1.62 GHz). L'origine des ces fréquences sera étudié dans le paragraphe suivant.

b. Courants surfaciques

Dan le but de déterminer l'origine de ces résonances, nous avons étudié la distribution des courants de surface sur les deux structures. La figure II.44 illustre les courants de surface simulés pour les antennes A1 et A2 aux fréquences de résonance.



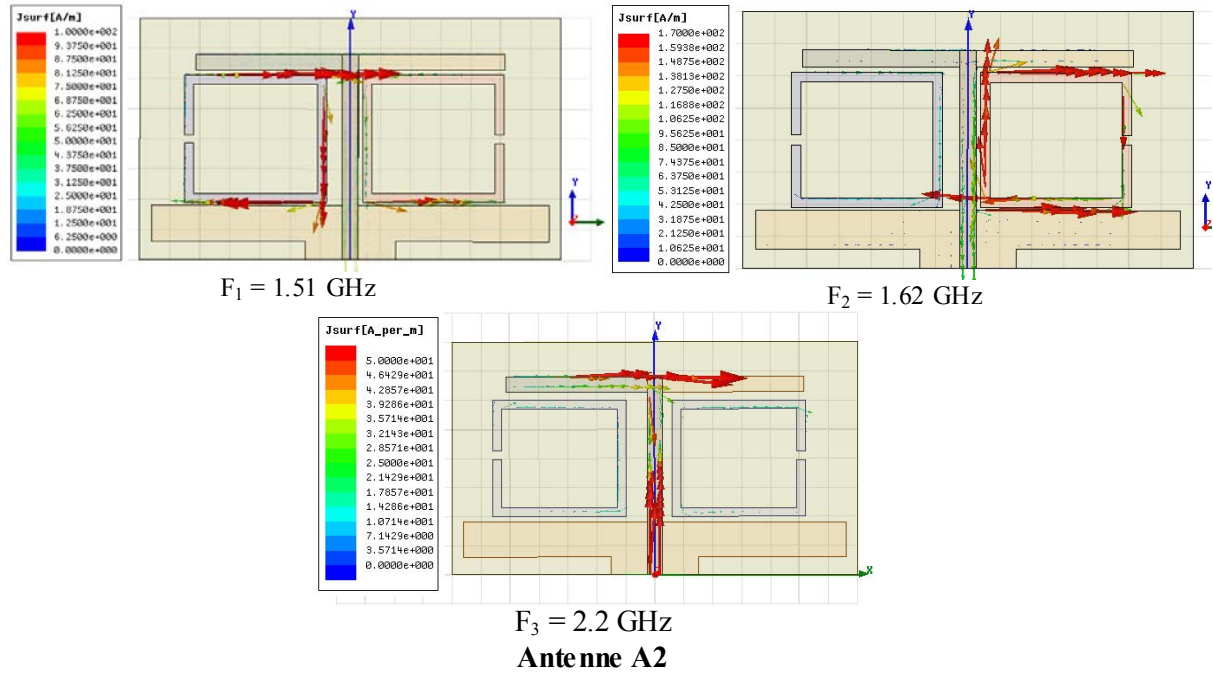


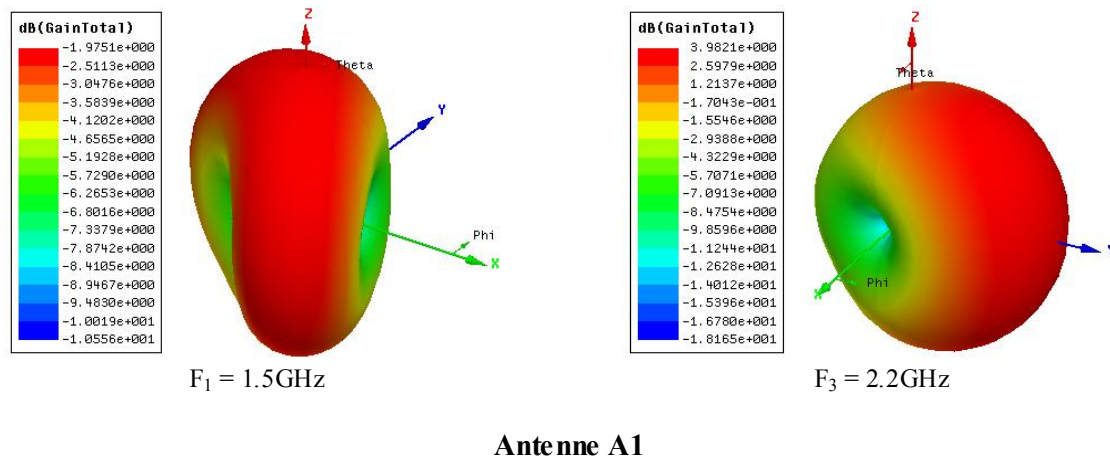
Figure II.44: Vecteurs courant surfacique simulé pour l'antenne A1 et A2.

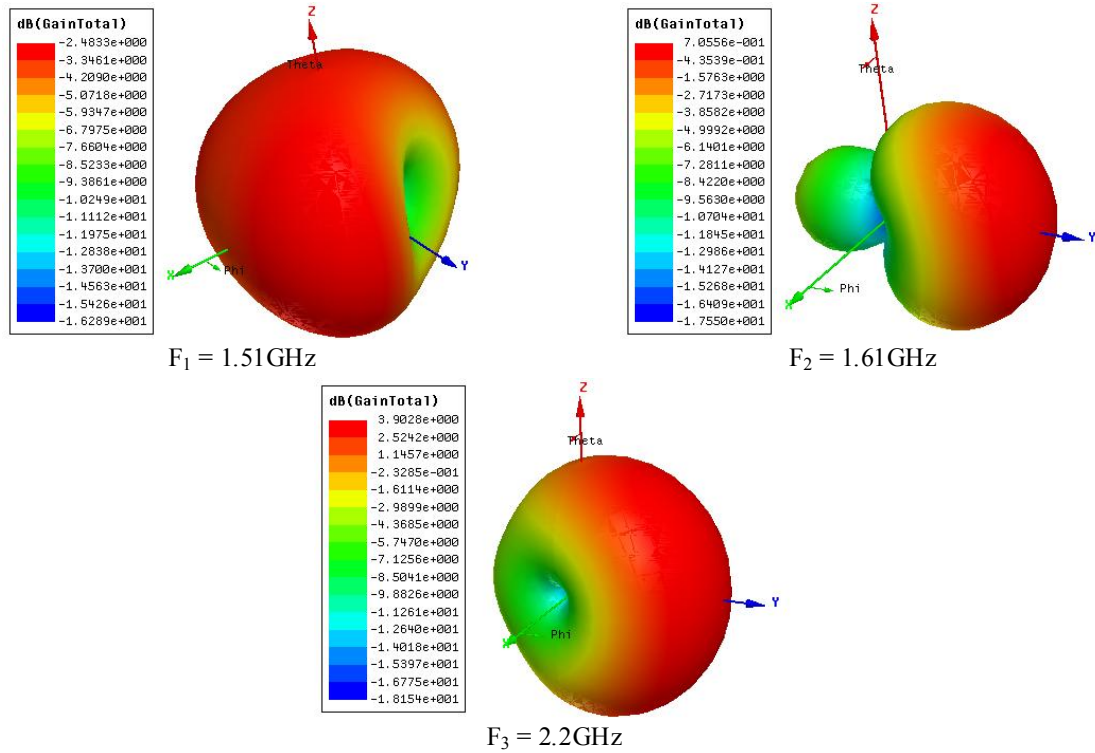
Dans le cas de l'antenne A1, la fréquence la plus basse correspond à la résonance des deux SRR. La contribution du dipôle est négligeable. La fréquence la plus élevée correspond à la résonance du dipôle.

Dans le cas de l'antenne A2, à $F_1 = 1.51 \text{ GHz}$, la résonance est assurée par le SRR1. A la fréquence $F_2 = 1.62 \text{ GHz}$, le SRR2 joue le rôle de l'élément résonnant. Enfin, la fréquence $F_3 = 2.2 \text{ GHz}$ correspond à la résonance du dipôle.

c. Diagrammes de rayonnement

La figure II.45 représente les résultats simulés des diagrammes de rayonnement 3D pour les deux antennes proposées aux fréquences de résonance.





Antenne A2

Figure II.45: Diagrammes de rayonnement 3D (Gain) simulées pour les antennes A1 et A2.

A la fréquence haute (~ 2.2 GHz), les SRR ne sont pas en résonance, leur courants sont faibles et leurs fonctions sont désactivées. La structure se comporte alors comme une seule antenne dipôle avec un maximum de rayonnement suivant l'axe des y positifs.

Dans le cas de l'antenne A1, et à la fréquence basse (~ 1.5 GHz), les courants sur les deux bras horizontaux sont de sens opposé et leur effet est compensé. Seul les courant sur le bras vertical contribue au rayonnement d'où l'apparition d'un diagramme omnidirectionnel.

Dans le cas de l'antenne A2, et à la fréquence F_2 , nous obtenons un rayonnement directif vers l'axe des Y positifs. Ce phénomène sera étudié dans le chapitre suivant.

d. Efficacités

Les valeurs de l'efficacité simulée des deux antennes A1 et A2 aux différentes fréquences de résonance sont regroupées dans le tableau suivant.

	Antenne A1			Antenne A2		
Fréquence (GHz)	$F_1 = 1.51$	F_2	$F_3 = 2.2$	$F_1 = 1.51$	$F_2 = 1.62$	$F_3 = 2.2$
Efficacité (%)	82.3	-	89.3		81.34	88.9

Tableau II.8: Efficacités simulées pour les deux antennes étudiées.

Selon le tableau II.8, nous pouvons noter de bonnes valeurs de l'efficacité obtenues pour les deux antennes aux différentes fréquences de résonance.

II.4.2. Validation expérimentale

II.4.2.1. Prototypes

Les antennes sont réalisées et caractérisées. La figure II.46 présente les photos des prototypes réalisés.

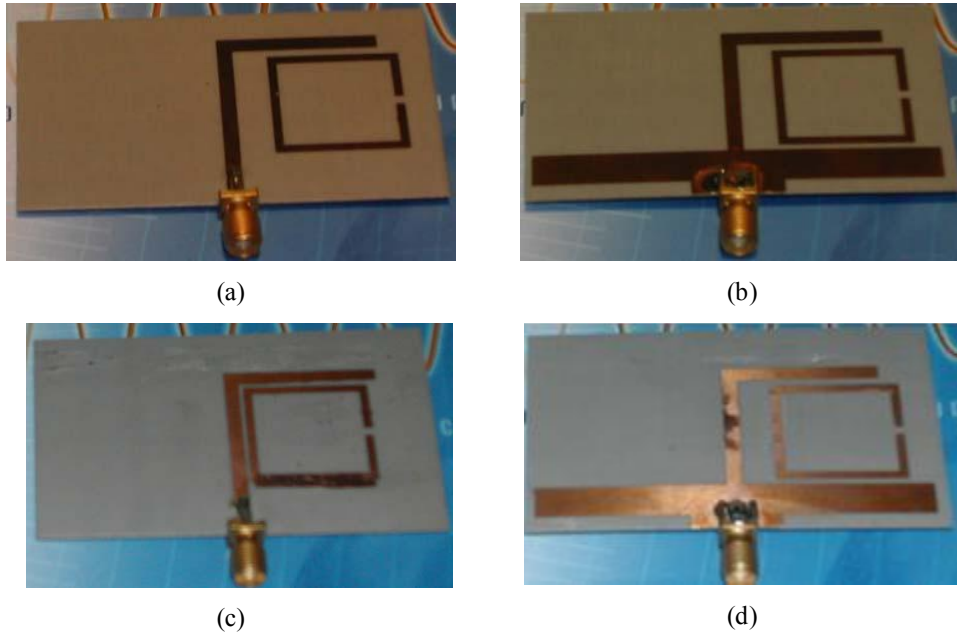


Figure II.46: Photos des prototypes réalisés:
Antenne A1: (a) Vue de dessus; (b) Vue de dessous. Antenne A2: (c) Vue de dessus; (d) Vue de dessous.

II.4.2.2. Coefficient de réflexion

Les deux antennes A1 et A2 proposées sont réalisées et caractérisées expérimentalement. Les coefficients de réflexions des antennes réalisées (Fig .II.47) sont mesurés sur la bande 1-3GHz

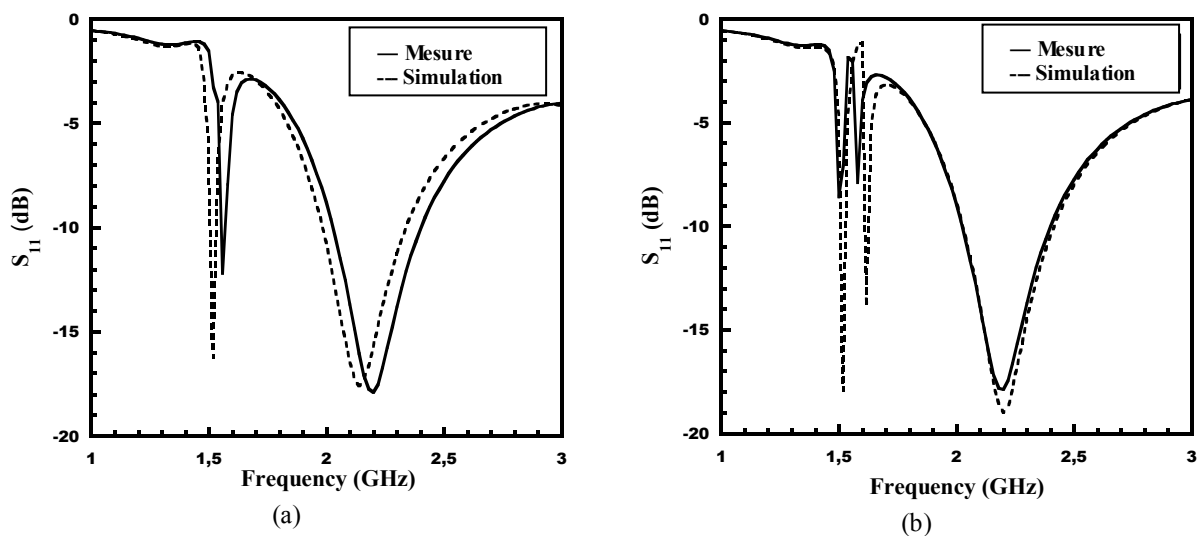


Figure II.47: Le coefficient de réflexion simulées et mesurées : (a) antenne A1 et (b) antenne A2.

Les différentes fréquences de résonances obtenues sont regroupées dans le tableau II.9.

Antenne	Fréquences de résonances simulées (GHz)			Fréquence de résonances mesurées (GHz)		
	F ₁	F ₂	F ₃	F ₁	F ₂	F ₃
A1	1.5	-	2.2	1.55	-	2.18
A2	1.51	1.62	2.2	1.48	1.59	2.19

Tableau II.9: Fréquences de résonance simulées et mesurées pour les deux antennes étudiées.

D,après le tableau II.9 nous pouvons noter un bon accord entre les valeurs des fréquences simulées et mesurées. Nous pouvons remarquer un décalage entre les valeurs d'adaptation qui est dû aux erreurs de mesures.

En conclusion, l'utilisation de la technique inspirée des métamatériaux pour la conception d'antennes dipôles miniature permet d'obtenir des structures globales compactes. Les éléments parasites employés sont des boucles SRR. En premier lieu nous avons utilisé une seule boucle pour miniaturiser l'antenne. En deuxième lieu nous avons rajouté une deuxième boucle afin d'obtenir un comportement multifréquences. Dans la section suivante nous utiliserons un élément parasite dipolaire à l'antenne A2 afin de générer une fréquence de résonance supplémentaire supérieure à 2.45 GHz tout en gardant la même structure de base.

II.5. ANTENNES DIPÔLES AVEC BOUCLES RECTANGULAIRES ET UN PARASITE

Dans ce paragraphe, une antenne dipôle inspirée des métamatériaux [II.13] [II.14] est conçue à partir de l'antenne A2 proposée dans la section précédente à laquelle nous avons ajouté un élément parasite de forme verticale. L'objectif de cette nouvelle structure étant de générer une nouvelle fréquence supérieure à la fréquence propre du dipôle. La nouvelle fréquence visée est 3.65 GHz pour les applications multifréquences.

II.5.1. Etude, conception et réalisation de l'antenne

II.5.1.1. Conception de l'antenne

La géométrie de l'antenne ainsi que les dimensions de l'élément parasite sont représentées sur la figure II.48 Les dimensions du dipôle [II.15] ainsi que les deux boucles sont les mêmes que l'antenne A2. Le parasite est imprimé sur la face inférieure.

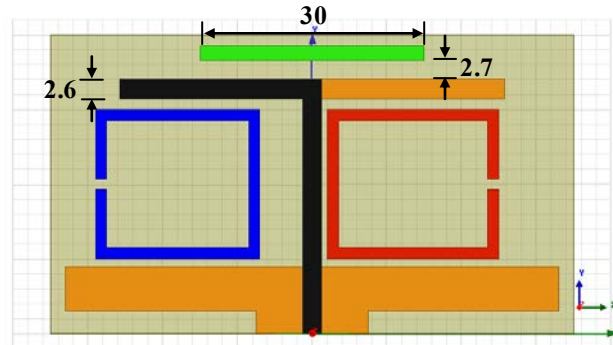


Figure II.48: Géométrie de l'antenne et dimensions de l'élément parasite (mm).

II.5.1.2. Prototype réalisé

Un prototype de cette antenne a été réalisé comme le montre la photographie de la Figure II.49.

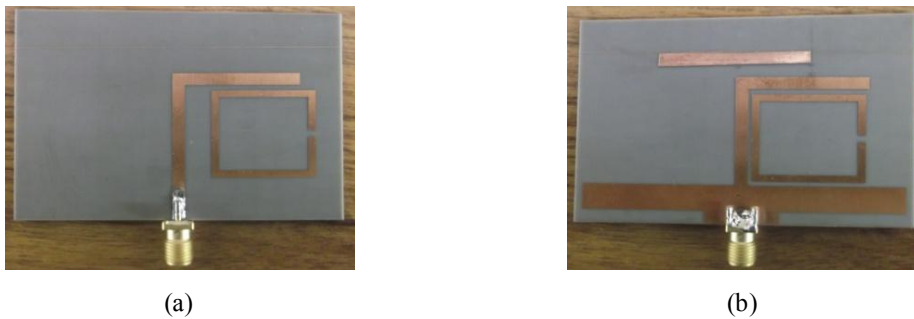


Figure II.49: Photos du prototype réalisé: (a) Vue de dessus; (b) Vue de dessous.

II.5.3. Performances de l'antenne

II.5.3.1. Coefficient de réflexion

La figure II.50 montre une bonne concordance entre la mesure et la simulation au niveau du coefficient de réflexion S_{11} .

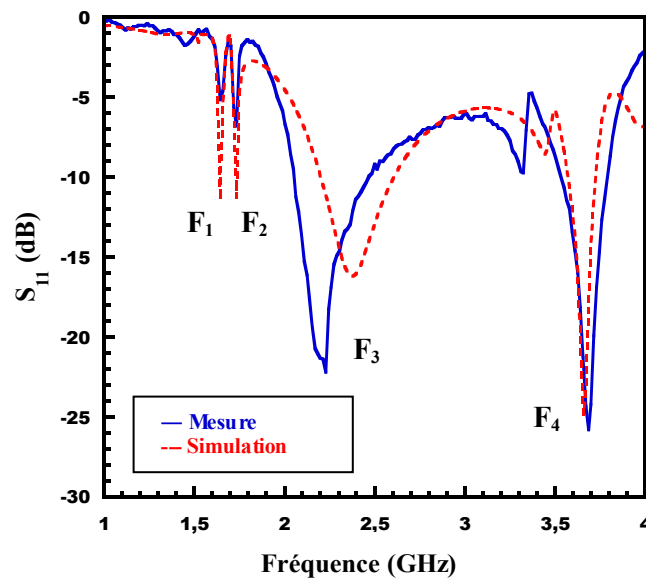


Figure II.50: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne étudiée.

Les fréquences de résonances obtenues sont résumées dans le tableau II.10.

	Fréquences de résonance (GHz)	
	Simulation	Mesure
F_1	1.645	1.623
F_2	1.735	1.762
F_3	2.381	2.256
F_4	3.655	3.695

Tableau II.10: Fréquences de résonance simulées et mesurées.

La nouvelle fréquence F_4 de l'élément parasite correspond à la longueur $\lambda_{eff}/2$ de l'élément parasite selon la relation suivante.

$$L_{res} = \frac{\lambda_{eff}}{2} \quad (II.5)$$

$$F_{res} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (II.6)$$

II.5.3.2. Distribution des courants surfaciques

Afin d'étudier l'origine de ces résonances, nous avons étudié la distribution des courants de surface sur la structure. La figure II.51 représente les courants surfaciques simulés aux fréquences de résonance F_3 et F_4 .

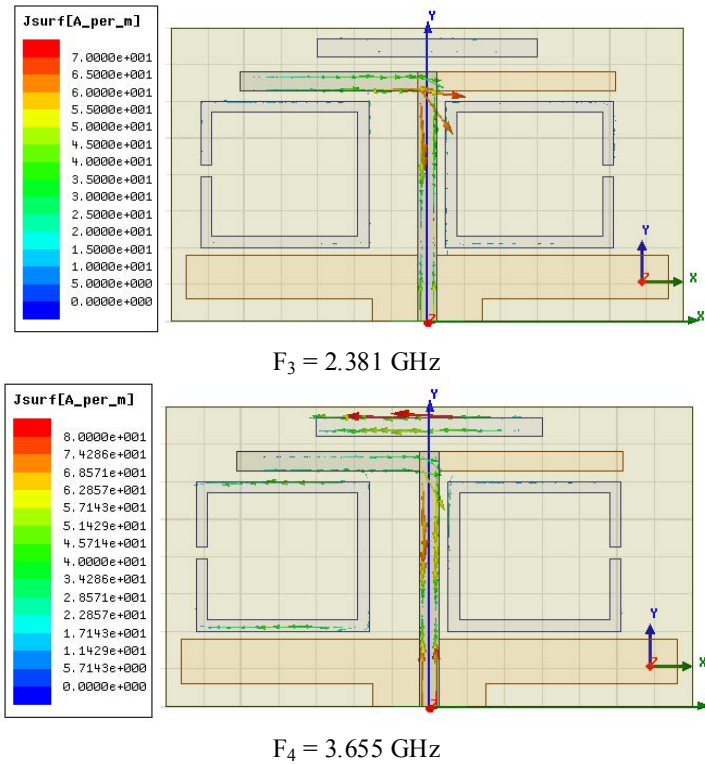


Figure II.51: Simulation des courants surfaciques.

La fréquence $F_3=2.26\text{GHz}$ correspond à la résonance du dipôle. Finalement, dans le cas de la fréquence $F_4= 3.58\text{GHz}$, le dipôle ainsi que le parasite sont actifs alors que les deux SRR sont inactifs.

II.5.3.3. Diagrammes de rayonnement

La figure II.52 présente les résultats simulés de diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne proposée aux fréquences de résonance. Nous pouvons observer différentes formes de diagrammes de rayonnement en raison de la distribution des courants surfaciques d'une manière différente sur le dipôle, les SRR et l'élément directeur.

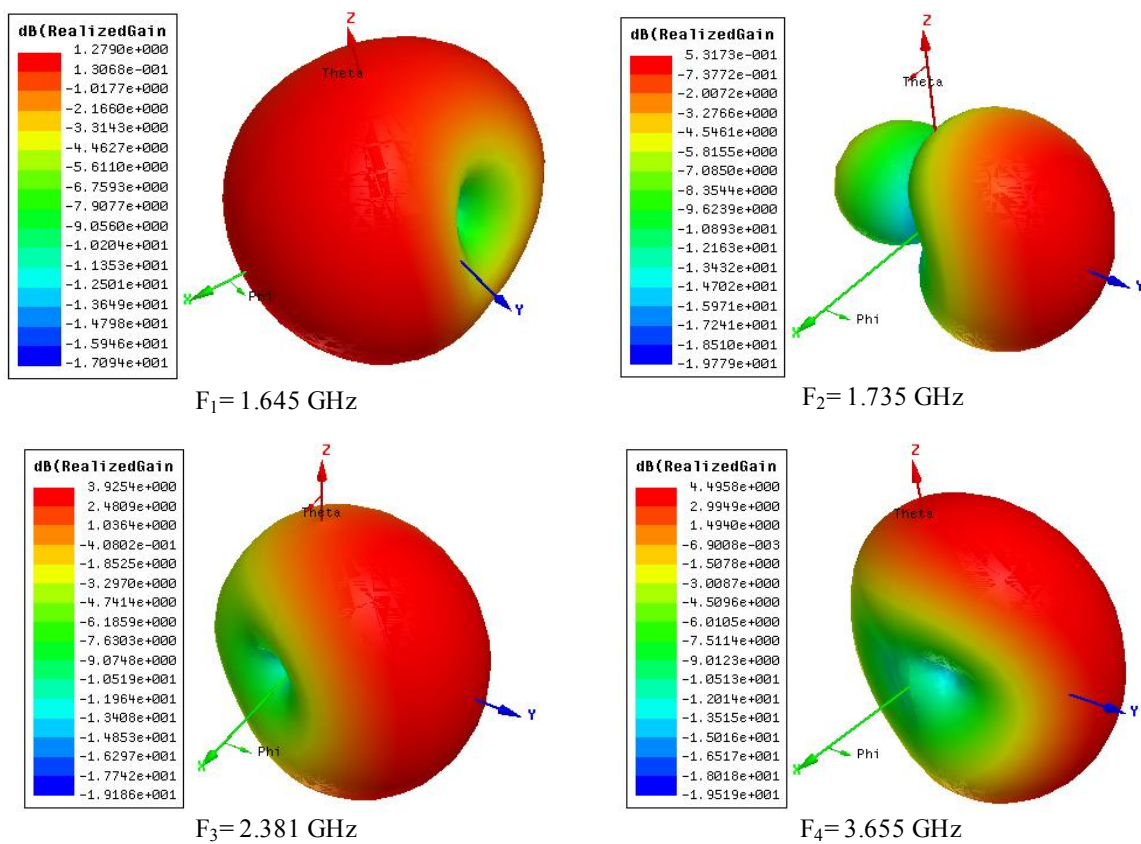
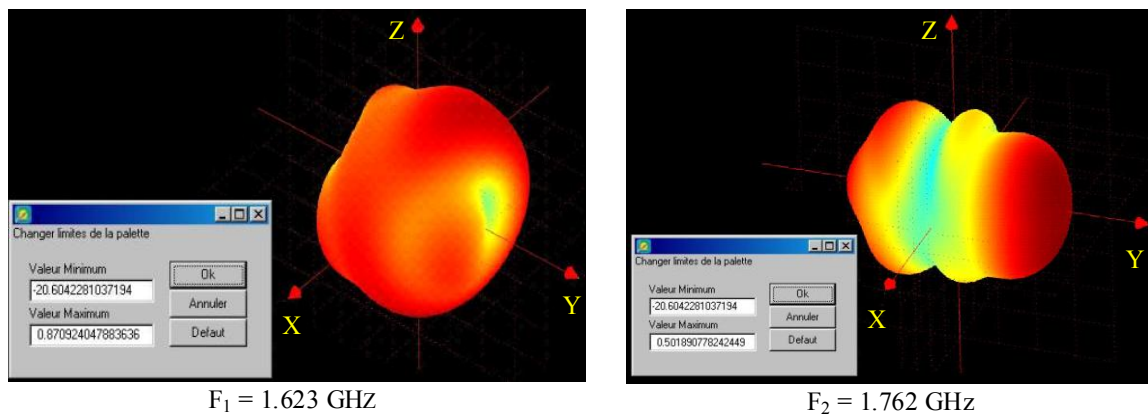


Figure II.52: Diagrammes de rayonnement 3D simulés (Gain) de l'antenne étudiée.



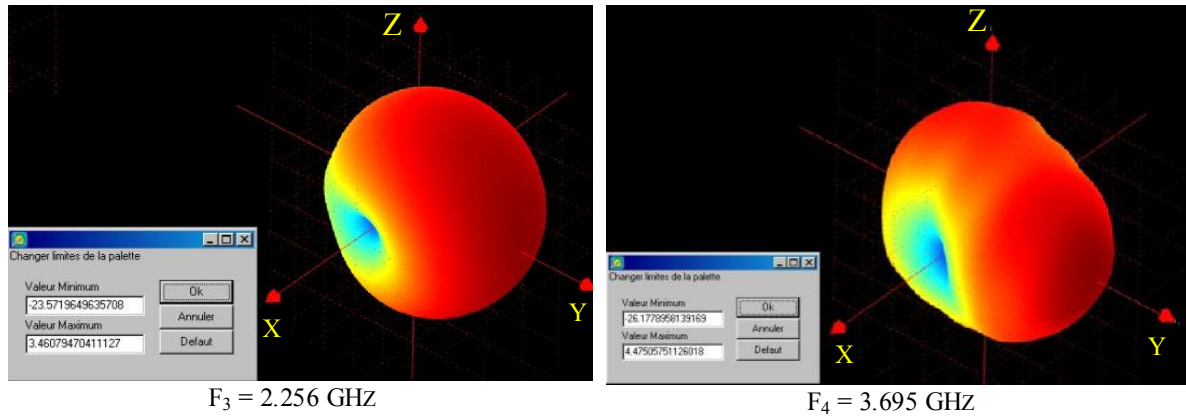


Figure II.53: Diagrammes de rayonnement 3D mesurés (Gain) de l'antenne étudiée.

A la fréquence de résonance la plus basse $F_1 = 1.645$ GHz, le premier élément résonateur (SRR1) est fortement excité et agit visuellement comme un dipôle avec un zéro dans l'axe (OY). A la fréquence $F_2 = 1.735$ GHz, l'antenne est adaptée à cause de la résonance du deuxième résonateur (SRR2). Elle présente en même temps un faisceau particulièrement directif, voire superdirectif. Cette directivité peut traduire un caractère du type de la source d'Huygens (complémentarité entre le dipôle et l'anneau). Le phénomène de superdirectivité est extrêmement sensible aux imperfections des paramètres géométriques et radioélectriques. C'est pourquoi, le diagramme expérimental perd sensiblement son caractère de superdirectivité. Notons cependant, que le lobe avant est assez bien directif et fidèle aux prévisions de la simulation, mais malheureusement le lobe arrière est nettement moins bon.

Le directeur et les deux SRR ne sont pas en résonance à la fréquence $F_3 = 2.381$ GHz. Le diagramme de rayonnement obtenu est celui du dipôle principal. Enfin, à la fréquence $F_4 = 3.655$ GHz, la résonance correspond à l'élément parasite de longueur L_d .

Le tableau II.11 résume les valeurs mesurées et simulées du gain maximum obtenu pour l'antenne proposée aux quatre fréquences de résonance.

	Gain (dB)	
	Simulation	Mesure
F_1	1.27	0.87
F_2	0.53	0.5
F_3	3.92	3.46
F_4	4.49	4.47

Tableau II.11: Gain simulé et mesuré aux fréquences de résonance

II.6. CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre, plusieurs nouvelles architectures d'antennes miniatures, multifréquences et inspirées des métamatériaux ont été conçues, réalisées et mesurées avec de bons accords avec la simulation.

Les antennes proposées emploient de nouvelles formes d'éléments parasites qui permettent d'obtenir des structures plus compactes et donc facilement intégrables dans les terminaux mobiles. La première structure étudiée consiste en l'association d'un monopôle à un parasite vertical de même forme que le monopôle permettant d'obtenir une structure globale compacte. La deuxième structure est de type planaire. Elle est formée par un monopôle imprimé et des boucles SRR intégrant des selfs inductances. Les deux dernières antennes proposées sont des dipôles planaires associés à des SRR. Les résultats obtenus montrent un comportement multifréquence ainsi que l'obtention de diagrammes de rayonnement de formes différentes, ce qui permet à ces structures d'être de bons candidats pour les applications dans les systèmes de communication sans fils. Un comportement directif a été obtenu pour certaine fréquence de résonance. Ce phénomène sera étudié et analysé dans le chapitre suivant.

II.7. RÉFÉRENCES

- [II.1] R. W. Ziolkowski, P. Jin and C.-C. Lin, “Metamaterial-Inspired Engineering of Antennas”, Proceeding of IEEE, vol. 57, pp. 2548-2563, Oct. 2011.
- [II.2] R. W. Ziolkowski, P. Jin and C.-C. Lin, “Electrically Small Metamaterial-Inspired Antennas: The Next Generation”, 3rd international Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, Metamorphose, London, England, Proceeding, pp 44-46, Sep. 2009.
- [II.3] S. Dakhli, K. Mahdjoubi, J.M. Floc’h, H. Rmili and F. Choubani, “Multifrequency and Low Profile Metamaterial-Inspired Antennas”, International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics, META’13, 18-22 Mars, Sharjah, UAE.
- [II.4] 3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation (<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>).
- [II.5] R.W. Ziolkowski, “An Efficient, Electrically Small Antenna Designed for VHF and UHF Applications”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 217-220, Sep. 2008.
- [II.6] S. Dakhli, K. Mahdjoubi, H. Rmili, J.M Floc’h and H. Zangar, “Compact, Multifunctional, Metamaterial-Inspired Monopole Antenna”, European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, Prague, Czech Republic, proceeding, pp 1967-1970, Mar.2012.
- [II.7] C. A. Balanis, Antennas Theory: Analysis and Design, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.
- [II.8] Radiospares (<http://www.radiospares.fr>)
- [II.9] S. Dakhli, J.M Floc’h, H. Rmili, K. Mahdjoubi and H. Zangar, “A Novel Multifrequency and Low Profile Metamaterial-Inspired Monopole Antennas”, Mediterranean Microwave Symposium, MMS, Istanbul, Turkey, Sep.2012.
- [II.10] R. W. Ziolkowski, “Efficient Electrically Small Antenna Facilitated by a Near-Field Resonant Parasitic”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 581-220, May. 2008.
- [II.11] J.M. Floc’h, J.M Denoual, K.Sallem, “Design of Printed Dipole with Reflector and Multi Directors”, Loughborough Antenna and Propagation Conference, LAPC, proceeding, pp 421-424, Nov.2009.
- [II.12] S. Dakhli, J.M. Floc’h, K. Mahdjoubi, H. Rmili and H. Zangar, “Compact and Multi-Band Metamaterial-Inspired Dipole Antenna”, European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, Gothenburg, Sweden, proceeding, pp 2765–2768, Apr.2013.
- [II.13] S. Dakhli, J.M. Floc’h, H. Rmili, F. Choubani et K. Mahdjoubi, “Antenne Dipôle Multi-bandes Inspirée des Métamatériaux”, 18^{èmes} journées nationales microondes, JNM, 15-17 Mai 2013, Paris, France.
- [II.14] S. Dakhli, J.M Floc’h, H. Rmili, K. Mahdjoubi and F. Choubani, “Design of a Multi-Band Metamaterial Inspired Dipole Antenna with Director Element”, Mediterranean Microwave Symposium, MMS, Saida, Lebanon, proceeding, pp 1–3, Sep.2013.
- [II.15] J.M Floc’h, A. Al Sayad Ahmad, J.M Denoual, H. Rmili, “Design of Printed Dipole Antenna with Reflector and Multi-Director”, IRECAP, vol. 2, no. 6, Dec. 2012.

CHAPITRE III

ANTENNES MINIATURES ET DIRECTIVES

Table des matières

III.1. INTRODUCTION	79
III.2. OBJECTIF ET CONTEXTE DE L'ÉTUDE	80
III.2.1. DIRECTIVITÉ MAXIMALE D'UN RÉSEAU D'ANTENNES	80
III.2.2. SOURCE D'HUYGENS	82
III.3. ANTENNES À BASE DE SRR	86
III.3.1. STRUCTURE PROPOSÉE	86
III.3.2. FONCTIONNEMENT À LA FRÉQUENCE F_M	88
III.3.3. ETUDE DE LA DIRECTIVITÉ À LA FRÉQUENCE F_R EN FONCTION DE LA DISTANCE DE COUPLAGE d_1	89
III.3.4. VALIDATION EXPERIMENTALE	91
III.4. ANTENNES MINIATURES ET DIRECTIVES	95
III.4.1. STRUCTURES PROPOSÉES	95
III.4.2. RÉSULTATS	96
III.5. CONCEPTION D'UNE SOURCE D'HUYGENS AU DESSUS D'UN PLAN DE MASSE	105
III.5.1. INTRODUCTION	105
III.5.2. CONCEPTION DE L'ÉLÉMENT SRR SEUL	105
III.5.3. CONCEPTION DU MONOPOLE SEUL	107
III.5.4. CONCEPTION DE LA SOURCE D'HUYGENS	108
III.6. CONCLUSION	109
III.7. RÉFÉRENCES	110

III.1. INTRODUCTION

Dans le deuxième chapitre de ce manuscrit, nous avons proposé de nouvelles architectures d'antennes miniatures multifréquences en utilisant la technique inspirée des métamatériaux. Les antennes proposées emploient de nouvelles formes d'éléments parasites qui permettent d'obtenir des structures plus compactes et donc facilement intégrables dans les terminaux mobiles.

Dans le cas où l'élément parasite employé est de type SRR, nous avons obtenu un phénomène de directivité.

L'objectif du présent chapitre est de concevoir des antennes directives en se basant sur des éléments SRR.

En première partie, nous effectuerons une étude paramétrique sur les paramètres pertinents de la structure afin de comprendre le fonctionnement de celle-ci ainsi que leurs impacts sur la directivité. En deuxième partie, nous présentons des antennes avec des éléments SRRs dans le but d'obtenir des antennes miniatures, compactes et directives.

III.2. OBJECTIF ET CONTEXTE DE L'ÉTUDE

De par leur miniaturisation, les antennes électriquement petites ne sont pas directives. Or, pour certaines applications, une petite antenne ayant une bonne directivité est requise. En guise d'introduction, nous allons aborder d'une part, la performance théorique maximale que l'on peut espérer obtenir des antennes miniatures et d'autre part, la source d'Huygens qui est une structure théorique proche de l'antenne que nous allons étudier par la suite.

III.2.1 Directivité maximale d'un réseau d'antennes

L'étude de la directivité maximale pour un réseau d'antennes remonte aux travaux de Riblet [III.1] et Taylor [III.2] en 1948.

En 1958, Harrington [III.3] utilise non pas un réseau d'antenne, mais un ensemble de modes sphériques pour établir le lien entre la directivité maximale D_{\max} et la taille de l'antenne :

$$D_{\max} \approx (ka)^2 + 2(ka) \quad (\text{III.1})$$

Où : $k = 2\pi/\lambda_0$: la constante de propagation en espace libre.

a : le rayon de la plus petite sphère englobant l'antenne

Cette expression approchée, obtenue à partir d'un développement asymptotique pour les valeurs élevées de « ka », ne peut évidemment pas donner de bon résultat pour les antennes miniatures pour lesquelles nous avons $ka < 1$. Geyi [III. 4] a proposé une expression pour la directivité des dipôles de petite taille, mais son expression, à l'inverse de celle de Harrington, ne donne pas de bon résultat pour les grandes antennes ($ka \gg 1$). Une synthèse de ces expressions est proposée dans un travail récent [III.5] qui établit une nouvelle limite de directivité pour les antennes. Cette limite, appelée « renormalisée », a été testée sur plusieurs prototypes d'antenne présentés dans la littérature. La figure III.1 montre la courbe représentative de ces expressions en fonction de la taille de l'antenne ($2a$) rapportée à la longueur d'onde λ . Nous y avons ajouté la limite que Wheeler a proposée pour les antennes miniatures. Il correspond à « $ka=1$ », soit $2a/\lambda=1/\pi = 0.32$.

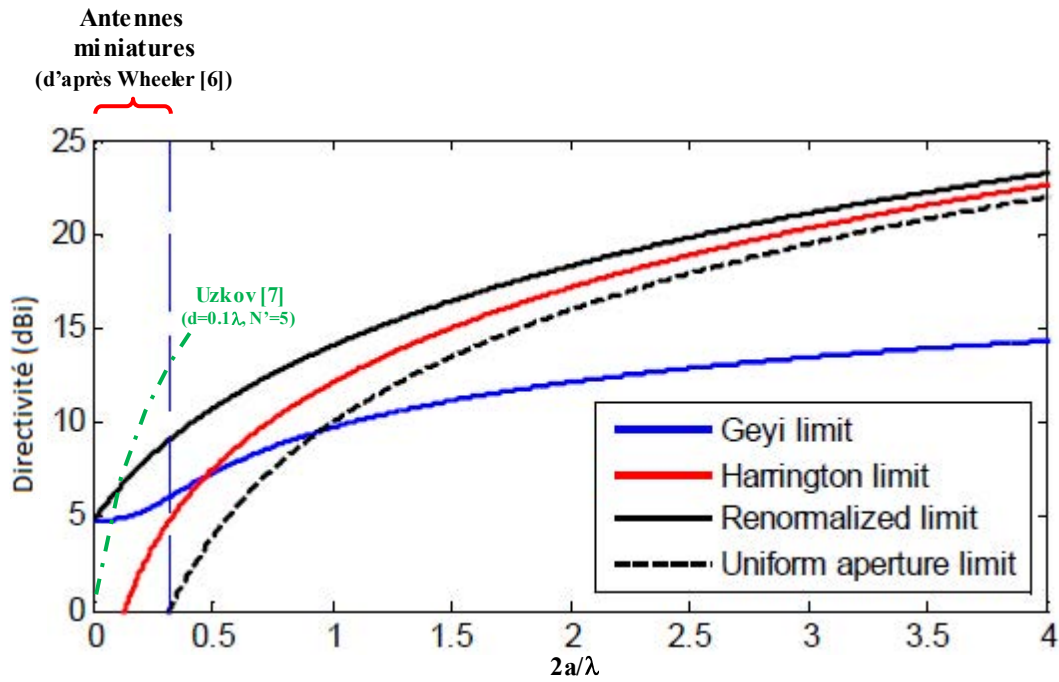


Figure III.1: La limite renormalisée proposée dans [III.5] comparée à la limite de Harrington et à la limite de Geyi. La directivité d'un réseau uniforme est rappelée à titre de comparaison. La ligne verticale discontinue définit la limite des antennes miniatures proposée dans [III.6]

Les limites de directivité présentées ci-dessus ne représentent pas réellement le maximum de directivité que l'on puisse atteindre pour les antennes miniatures. Reprenons en effet l'étude de Harrington basée sur le développement modale sphérique. Il démontre que quelque soit la taille de l'antenne, la directivité maximale s'écrit :

$$D_{\text{max-Harrington}} = N^2 + 2N \quad (\text{III.2})$$

Où N est le nombre de couples de mode (TE+TM) sphériques utilisés. D'après cette équation la directivité des antennes, aussi miniatures qu'elles soient, n'a pas de limite et peut augmenter indéfiniment avec N . Cependant, les modes sphériques sont des entités mathématiques peu pratiques qui ne donnent aucune information concrète sur les dimensions et les caractéristiques de l'antenne.

Une autre étude théorique, effectuée dans les années 60 par Uzkov [III.7], utilise un réseau d'antenne 1D. Lorsque la distance inter-élément tend vers zéro, la directivité maximale du réseau devient :

$$D_{\text{max-Uzkov}} = N'^2 \quad (\text{III.3})$$

où N' est cette fois-ci, le nombre d'éléments rayonnants (antennes) du réseau. Encore une fois, c'est une étude purement théorique qui ne tient pas compte du couplage entre les éléments du réseau, alors que ces éléments sont placés indéfiniment proches les uns des autres.

Dans le cas d'Uzkov, comme dans celui de Harrington, l'énergie stockée devient incomparablement plus élevée que l'énergie rayonnée et pour cette raison, en pratique l'obtention de directivité très élevée devient impossible avec des antennes ou réseau d'antennes miniatures.

Si l'on revient sur la figure (III.1), on constate que pour une taille donnée, l'antenne (ou réseau d'antennes) de Harrington (courbe rouge) possède une directivité plus élevée que le réseau uniforme. La courbe rouge est valable pour les grandes antennes (car l'expression III.2 est obtenue par un développement asymptotique valable pour $ka \gg 1$). La courbe corrigée qui rétablit la directivité pour les petites antennes (courbe noire) donnerait une directivité encore plus élevée que la courbe rouge. Nous avons ajouté la courbe du réseau conçu selon la méthode d'Uzkov. Rappelons que dans cette méthode, non seulement la distance inter-élément « d », mais aussi la taille totale de l'antenne doit rester très proche de zéro, c'est-à-dire négligeable devant la longueur d'onde. Sur le plan pratique, le réseau d'Uzkov ne peut donc pas comprendre un grand nombre d'éléments. La courbe verte ajoutée sur la figure (III.1) correspond à une taille totale de 0.4λ et une distance interélément $d = 0.1\lambda$. Visiblement, la limite de directivité que l'on ne peut pas dépasser pour des raisons physiques (et mathématiques) est celle d'Uzkov.

Dans ce chapitre, nous allons étudier la directivité de la combinaison d'un dipôle (ou monopôle) et d'un anneau à fente (SRR). La figure (III.1) nous aidera à situer la directivité de nos antennes. Auparavant, nous allons rappeler la structure rayonnante la plus proche de notre combinaison qui est la « source d'Huygens ». Cette source correspond en réalité au premier (couple de) mode sphérique étudié par Harrington et sa directivité correspond à celle du début de la courbe noire sur la figure (III.1). Cette directivité se situe ainsi dans la zone commune avec celle de la courbe d'Uzkov.

III.2.2 Source d'Huygens

Le principe d'Huygens consiste à remplacer le front d'onde par un ensemble de sources ponctuelles qui génèrent à leur tour, des ondelettes sphériques et permettent de reconstituer le front d'onde à un instant plus tard. En optique, ces sources ponctuelles sont isotropes et génèrent simultanément deux fronts d'onde au lieu d'un, un en avant (désirable) et un en arrière (indésirable ou superflu). En électromagnétisme, les sources d'Huygens sont directives et évitent le problème de front d'onde arrière. Pour cela, en tout point du front d'onde d'origine, le champ électrique est remplacé par un courant magnétique équivalent (tangential

au front) et le champ magnétique par un courant électrique équivalent. Cet ensemble composé de deux dipôles perpendiculaires et complémentaires l'un de l'autre (électrique et magnétique) constitue une source directive appelée communément la source d'Huygens. La figure (III.2) montre le diagramme de rayonnement en puissance (à l'échelle linéaire) des dipôles électrique et magnétique, ainsi celui de la source d'Huygens correspondante. Notons que pour la source d'Huygens, le rayonnement arrière est quasiment éliminé, ce qui permet de gagner d'un facteur 2 en directivité échelle linéaire. En réalité le diagramme a une forme cardioïde comme le montre la coupe 2D sur la fig. (III.2) et le rayonnement arrière est non nul, mais extrêmement faible. La directivité de cette antenne, composée de deux dipôles infinitésimaux, est de 3, soit 4,8 dB. Notons que cela correspond bien aux modes sphériques d'Harrington présentés au paragraphe précédent. Rappelons que chez Harrington chaque mode sphérique d'indice (m,n) est composé de deux modes duaux (complémentaires) TM_{mn} et TE_{mn} . La source d'Huygens étant composée de N=1 couple de mode, sa directivité calculée par la relation (III.2) est de : $D=1^2+2 \times 1 = 3$.

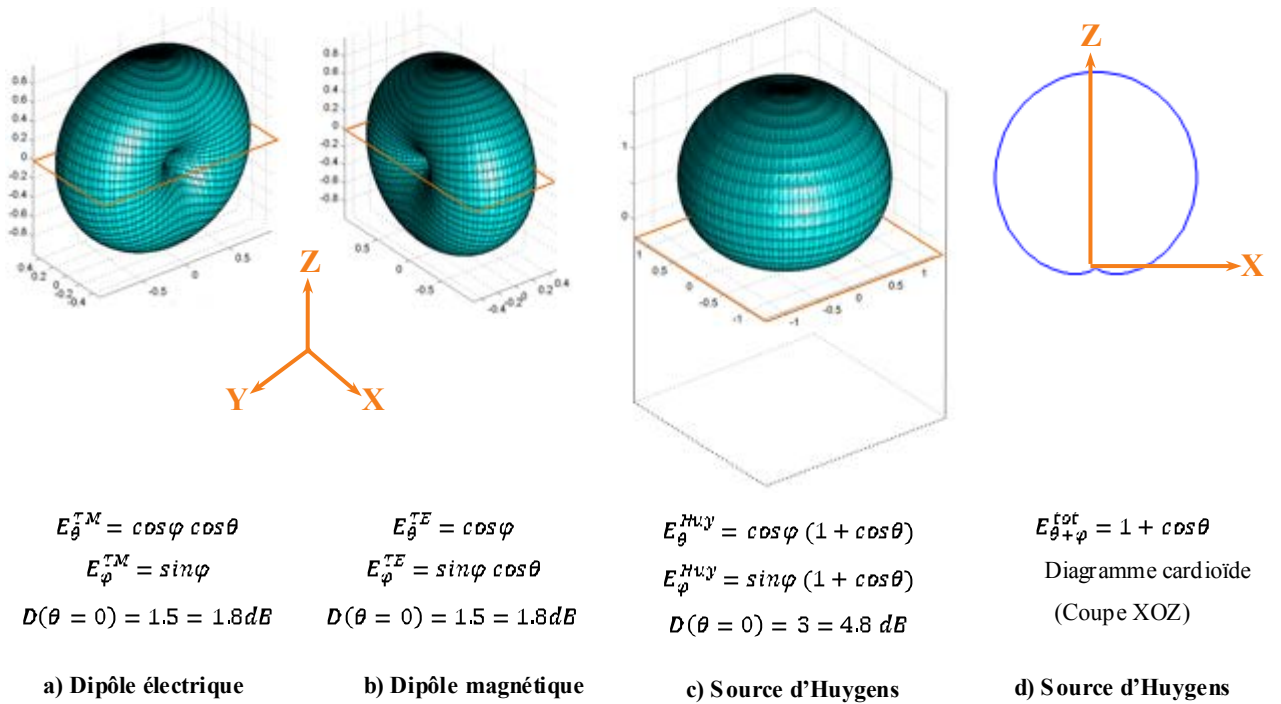


Figure. III.2: Diagramme de rayonnement du champ total et la directivité des dipôles électrique et magnétique et de la source d'Huygens qui est la combinaison des deux précédents.

Pour des réalisations pratiques, le dipôle électrique pourra être construit par une antenne filaire droite et le dipôle magnétique, par une antenne filaire en anneaux. Nous allons remplacer par la suite, l'antenne « anneau » par une boucle à fente (SRR) que nous avons déjà utilisée dans les chapitres précédents. D'autres auteurs [III.8] ont déjà abordé la réalisation de

source d'Huygens en versions 3D et 2D par l'utilisation de métamatériaux comme le montre la figure III.3-a et la figure III.4-a. Pour la version 3D, la taille de l'antenne est $2a = 30\text{mm}$, la fréquence de résonance est $F_R = 1.539\text{ GHz}$ (Fig. III.5) et le maximum de directivité obtenu à cette fréquence est $D=4.21\text{dB}$ (Figure III.3-b). Pour la version 2D, la taille de l'antenne est $2a = 30\text{ mm}$, la fréquence de résonance est $F_R = 1.475\text{ GHz}$ (Fig. III.5) le maximum de directivité est $D=4.5\text{dB}$ (Figure III.4-b). Ces structures ont de bonnes performances, mais elles sont peu pratiques et donc complexes à concevoir et à réaliser.

Notre objectif dans ce chapitre est de proposer des structures plus classiques et simples à concevoir en reprenant le monopôle planaire que nous avons utilisé jusqu'à présent et en y ajoutent une boucle SRR. Nous examinerons la performance de cette nouvelle structure en termes de directivité et gain.

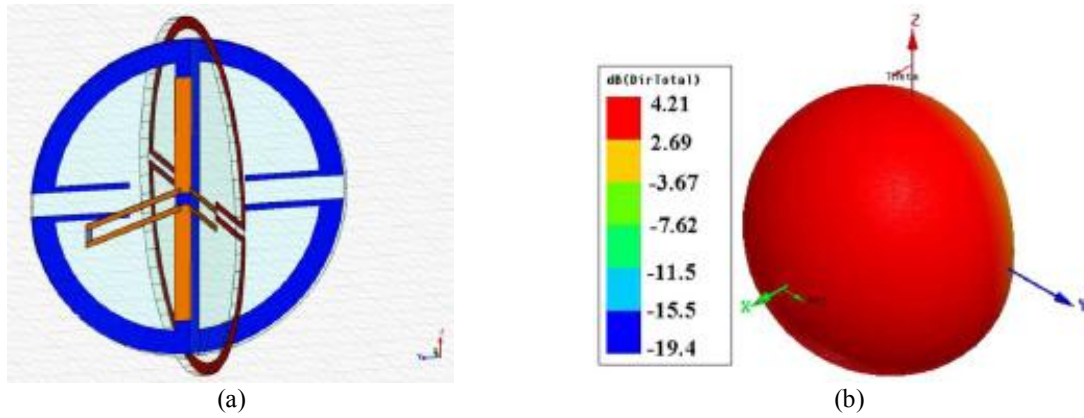


Figure III.3 : Version 3D de la source de Huygens, (a) : Modèle HFSS et (b) : Diagrammes de rayonnement 3D correspondant (Directivité) à la fréquence $F_R = 1.539\text{ GHz}$.

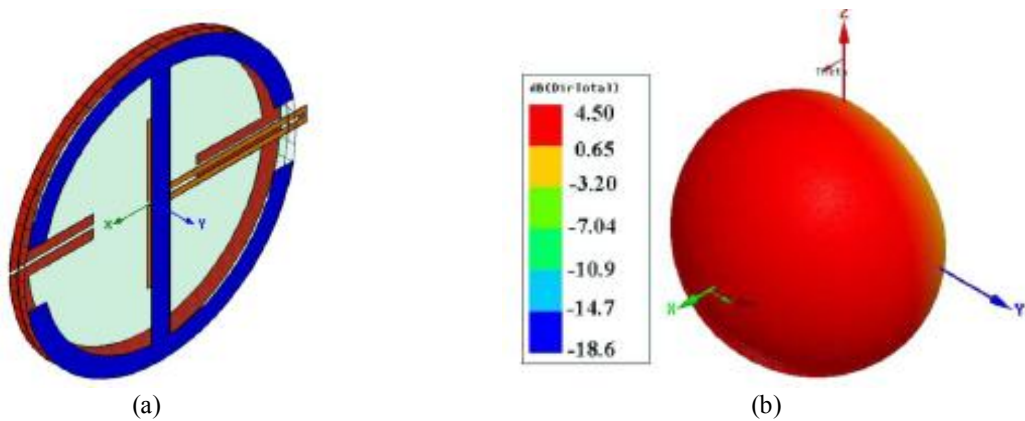


Figure III.4 : Version 2D de la source de Huygens, (a) : Modèle HFSS et (b) : Diagrammes de rayonnement 3D simulés correspondant (Directivité) à la fréquence $F_R = 1.475\text{ GHz}$.

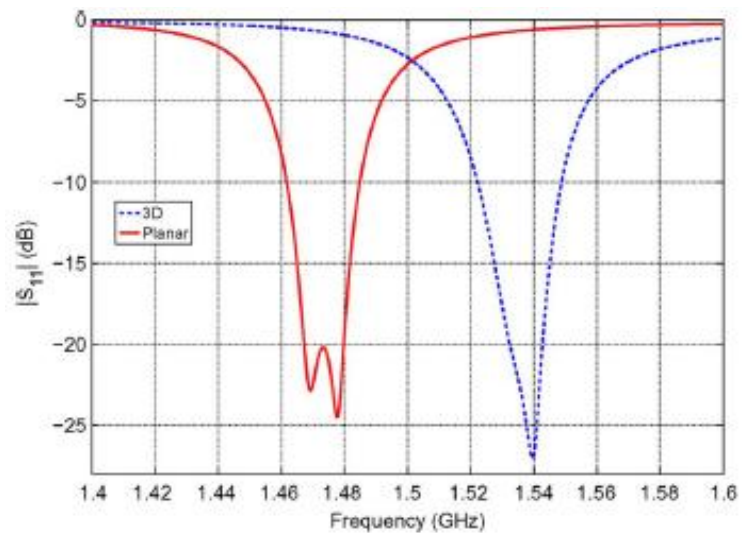


Figure III.5 : Coefficients de réflexion simulés des deux sources de Huygens :
modèle 3D (bleu) et modèle 2D (rouge).

III.3. ANTENNES À BASE DE SRR

Dans ce paragraphe nous proposons d'étudier une antenne monopole associée à un SRR qui n'est pas sans rappeler la source d'Huygens exposée au paragraphe précédent. Le monopôle jouerait le rôle du dipôle électrique et le SRR, celui du dipôle magnétique. Une étude paramétrique des paramètres pertinents des antennes sera menée. Cette étude va nous servir à déterminer l'impact de ces différents paramètres sur les performances de l'antenne, en l'occurrence la forme des diagrammes de rayonnement ainsi que la directivité.

III.3.1. Structure proposée

La structure [III.9] [III.10] consiste en un monopôle de longueur 24.6 mm et de largeur 1.5 mm, imprimés sur un substrat Rogers DuroidTM 5880 d'épaisseur 0.8 mm avec une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$. Il est excité par un port discret d'impédance 50 Ω (Fig.III.6.a). Un élément parasite de longueur 38 mm et de largeur 1.5 mm, est imprimé comme le montre la Fig.III.6.a, le plan de masse a pour dimensions 200×200 mm².

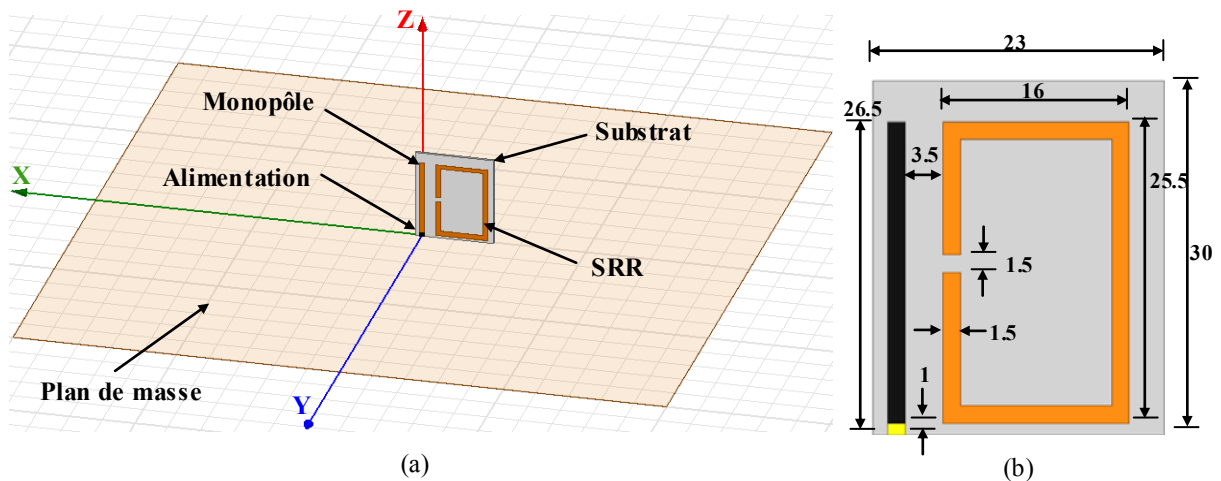


Figure III.6: Antenne monopôle avec une boucle SRR ouverte (a) Schéma de l'antenne parasite (b) Géométries et dimensions de l'antenne (mm).

Le monopôle imprimée de longueur L_M et la largeur W_M est couplé avec l'élément SRR rectangulaire de dimensions $L_R \times W_R$ et d'épaisseur t . La largeur de la fente est notée W_g et la distance de couplage entre le monopôle et le résonateur est notée d_1 , alors que la distance séparant le plan de masse pour le bord inférieur de la SRR est notée d_2 . Les détails sur les dimensions des paramètres sont donnés dans la figure III.6.b.

La procédure de conception commence par l'optimisation de la longueur L_M du monopôle pour ajuster la fréquence de résonance de l'antenne à $F_M = 2.45$ GHz (voir Figure III. 7). Cet objectif a été atteint en prenant $L_M = 26$ mm, ce qui correspond à une résonance quart d'onde

($L_M \approx \lambda_{\text{eff}} / 4$) avec λ_{eff} , la longueur d'onde effective dans le milieu de propagation. Puis, par ajout d'un SRR rectangulaire de dimensions $L_R \times W_R$, nous avons créé une résonance parasite à la fréquence $F_R = 1.55$ GHz inférieure à la fréquence F_M du monopôle.

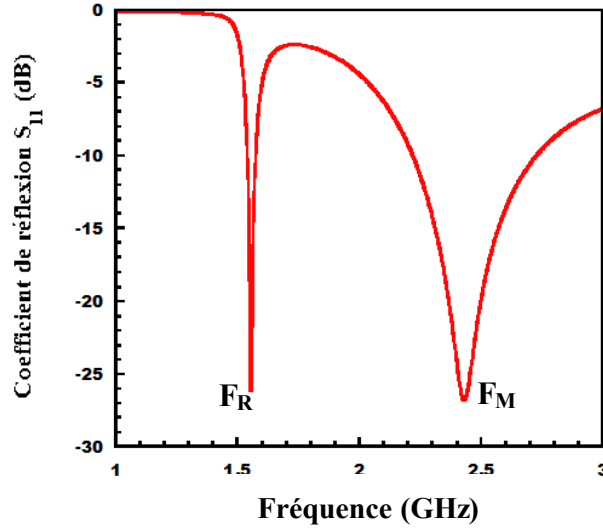


Figure III. 7: Simulation du coefficient de réflexion de l'antenne illustrant la résonance du monopôle à $F_M = 2.45$ GHz et la résonance du SRR à $F_R = 1.55$ GHz.

Nous pouvons remarquer sur la Fig.III.7 la présence des deux fréquences de résonance F_M et F_R . La fréquence haute F_M (autour de 2.45 GHz) est due à la résonance du monopôle quart d'onde, alors que la fréquence basse F_R correspond à la résonance de l'élément SRR de longueur L_{SRR} égale à une demi longueur d'onde ($\lambda_{\text{eff}} / 2$):

$$L_{\text{SRR}} \simeq 2(L_R + W_R) \quad (\text{III.4})$$

Les fréquences de résonance F_R et F_M peuvent être exprimées par:

$$F_M \approx \frac{c}{4L_M\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{III.5})$$

$$F_R \approx \frac{c}{4(L_R + W_R)\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{III.6})$$

Où :

c : la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

ε_{eff} : la permittivité effective du substrat ($\varepsilon_{\text{eff}} \approx 1.3$).

L_M : la longueur physique du monopôle en mm.

III.3.2. Fonctionnement à la fréquence F_M (résonance du monopôle)

Nous avons étudié quatre configurations d'antennes A1, A2, A3 et A4 selon différents emplacements de la fente de la cellule SRR (Fig. III.8).

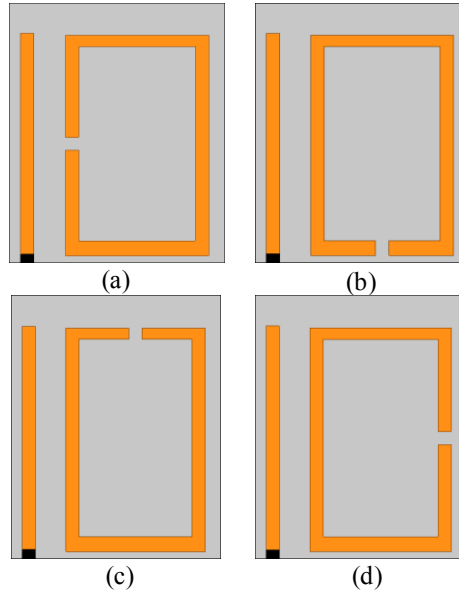


Figure III.8: Les quatre configurations d'antennes étudiées avec différents emplacements de la fente:
(a): A1 ; (b): A2 ; (c): A3 et (d): A4.

III.3.2.1. Distribution des courants surfaciques et diagrammes de rayonnement

Afin d'étudier l'effet de l'emplacement de la fente sur le SRR sur les propriétés de rayonnement de l'antenne, nous avons visualisé les diagrammes de rayonnement et les courants de surface à la fréquence de résonance du monopole F_M pour les quatre configurations d'antennes : A1, A2, A3 et A4. La figure III.9 illustre l'intensité du courant de surface simulé et le diagramme de rayonnement 3D des trois antennes à leur fréquence F_M (résonance du monopôle).

Les diagrammes ont tous, un trou suivant l'axe Z et montrent bien le caractère dominant du monopôle. Rappelons que la directivité théorique du monopôle est de 5.2 dBi : 2.2dBi pour le dipôle résonant dans l'espace libre + 3 dB apporté par le plan de masse. La présence de l'anneau augmente cependant, la directivité globale. Dans la configuration A1, la fente se trouve sur la branche la plus proche au monopôle. Le courant électrique dans cette branche étant coupé par la fente, il est faible comme le montre la figure 9. Ainsi, le couplage entre le monopôle et l'anneau se fait essentiellement par le champ magnétique qui est rotationnel autour du monopôle. L'anneau étant peu excité, il n'apporte que 0.4 dB de directivité à l'antenne, où la directivité globale passe à $D = 5.6\text{dBi}$.

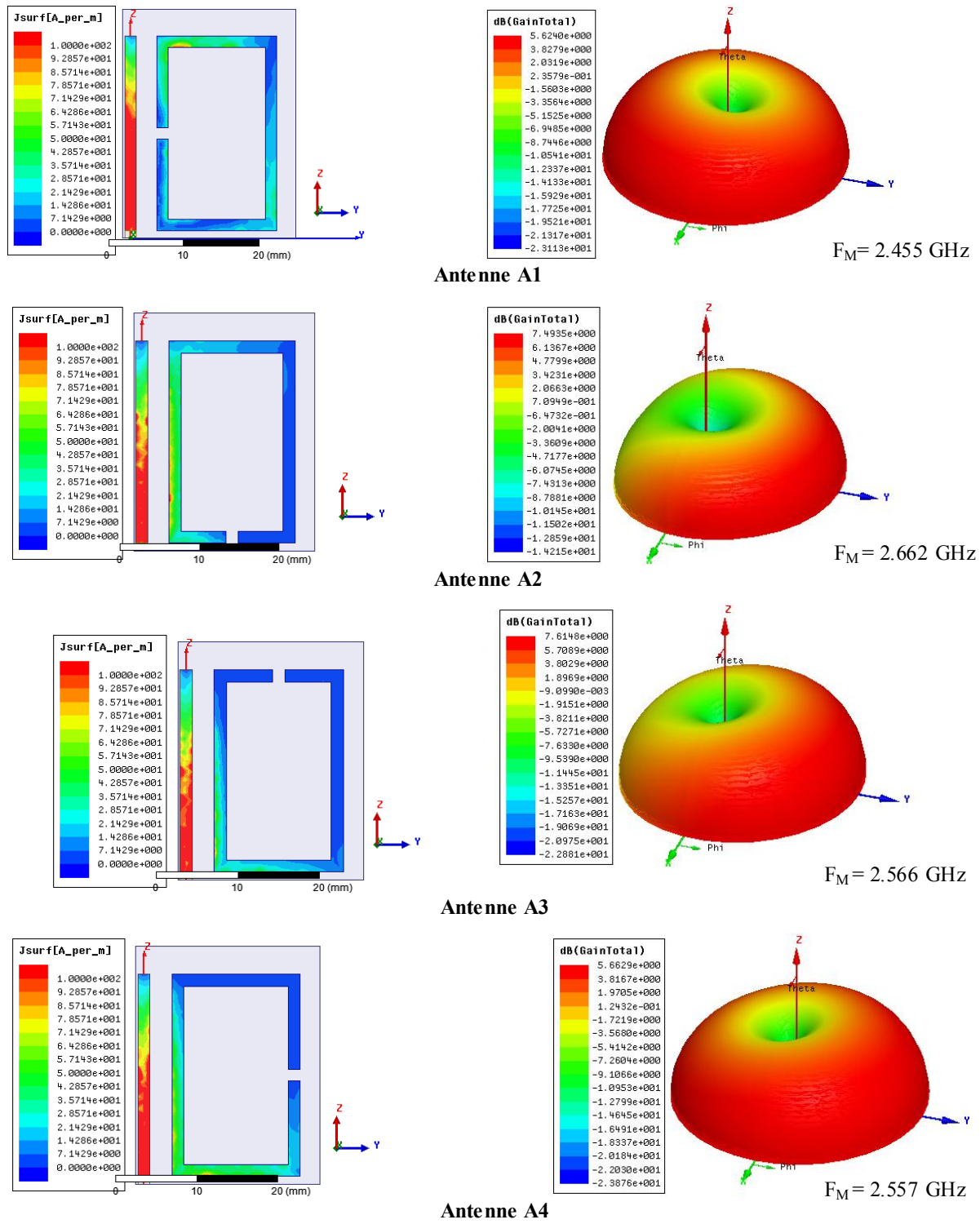


Figure III.9: Résultats de simulation pour le courant surfacique et le diagramme de rayonnement des quatre structures étudiées à la fréquence F_M .

Pour les antennes A2 et A3 les diagrammes sont visiblement plus directifs (7.5dBi et 7.6dBi respectivement) et leur maximum est dirigé vers l'axe Y. Dans ces deux cas, l'anneau doit remplir son rôle d'élément complémentaire pour faire augmenter la directivité. Par contre l'antenne A4 se comporte comme un monopole malgré le fait que le courant sur l'anneau

semble aussi fort que dans les cas précédents. Pour pouvoir expliquer la raison de ce phénomène, nous devons investiguer davantage l'amplitude et la phase relative du courant sur l'anneau et sur le monopole. Cependant, à la fréquence F_M , l'antenne n'est pas miniature par définition, nous avons choisi de mieux investiguer ces antennes à la fréquence de résonance basse, où c'est l'anneau qui l'emporte sur le monopole. Ces études font l'objet des trois paragraphes suivants.

III.3.3. Etude de la directivité à la fréquence F_R en fonction de la distance de couplage d_1

La directivité et le gain en fonction de la distance de couplage d_1 sont présentés dans la Figure III.10, pour les quatre configurations A1, A2, A3 et A4.

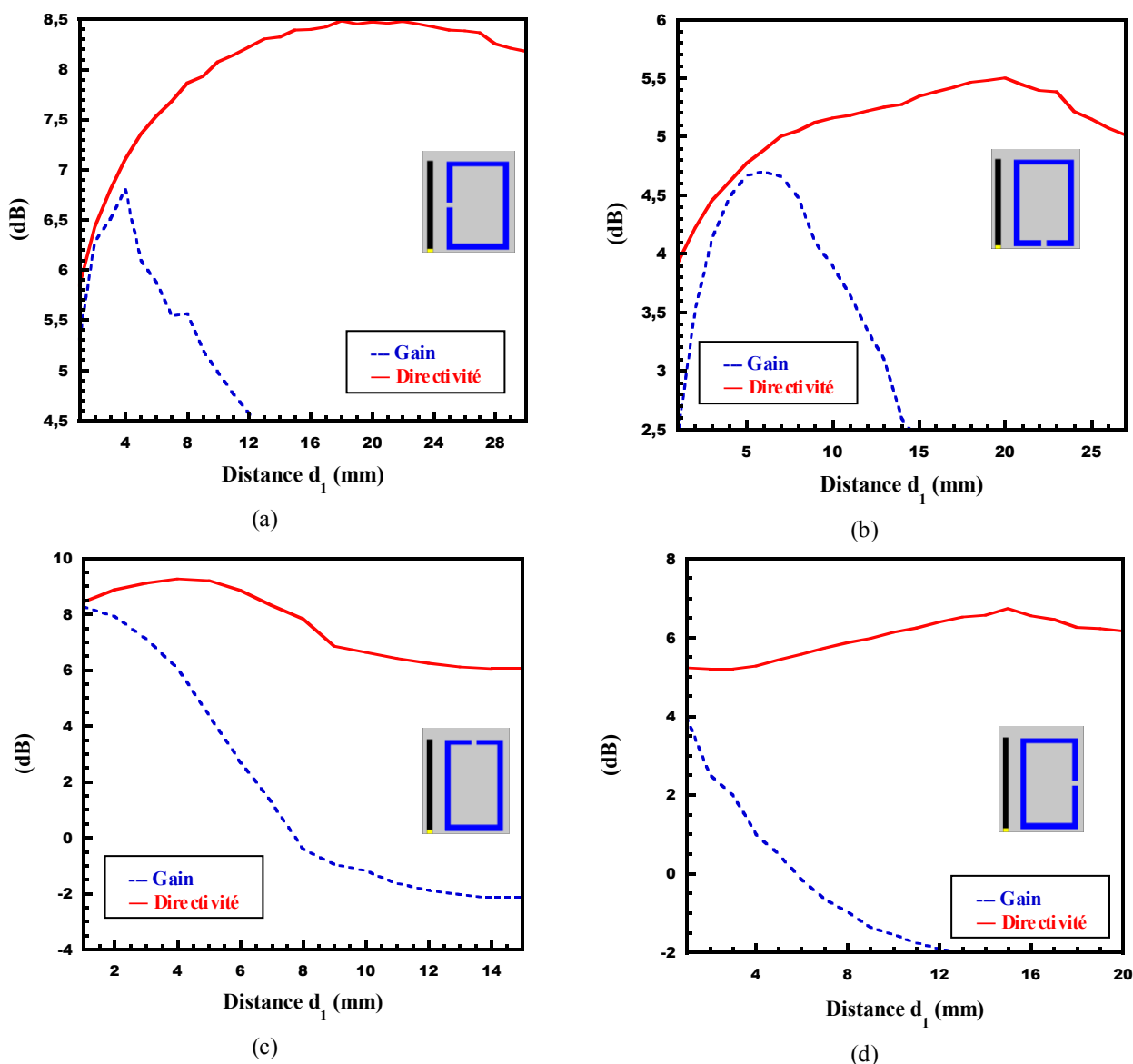


Figure III.10: Simulation du gain et la directivité en fonction de la distance de couplage d_1 pour les quatre configurations A1 (a) ; A2 (b) ; A3 (c) et A4 (d).

Nous pouvons remarquer selon la figure III.10 que les configurations A1 et A3 peuvent produire une directivité maximale de 8.33 dB et 9.48 dB, respectivement, ce qui peut être qualifié de superdirectivité en tenant compte de la taille de ces antennes. Alors que pour les configurations A2 et A4, la directivité est beaucoup plus faible (5.5 pour A2 et 6 dB pour A4). Par ailleurs, le gain (courbes en pointillés sur les Figures III.10) atteint une valeur maximale pour la distance $d_1 =$ puis décroît rapidement. Cette perte de gain est due la désadaptation de l'antenne.

III.3.4. Validation expérimentale

III.3.4.1. Prototypes

Des prototypes ont été réalisés et caractérisés. La Fig. III.11 présente la photo des prototypes fabriqués pour les quatre configurations étudiées A1, A2, A3 et A4.

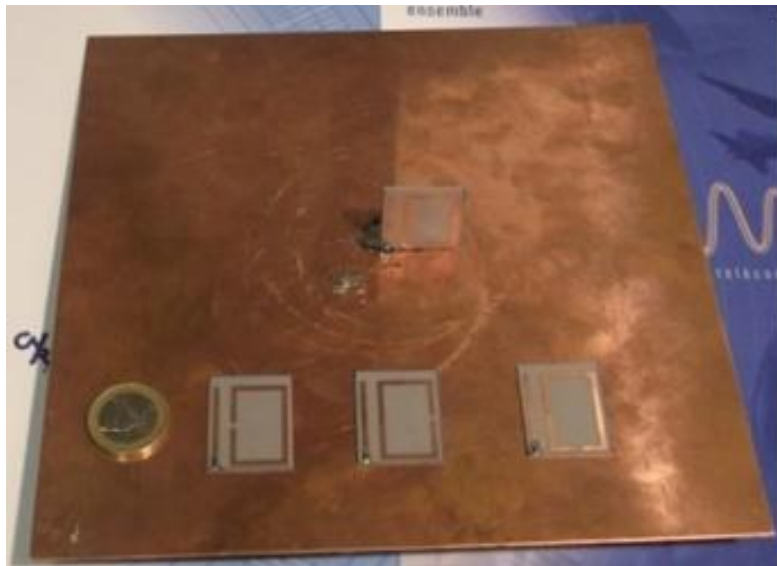


Figure III.11: Les quatre configurations d'antennes étudiées avec différents emplacements de la fente: A1, A2, A3 et A4.

III.3.4.2. Coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion des antennes sont mesurés dans la bande de fréquences 1GHz - 4GHz. Les résultats obtenus sont comparés à la simulation et sont représentés sur la figure III.12.

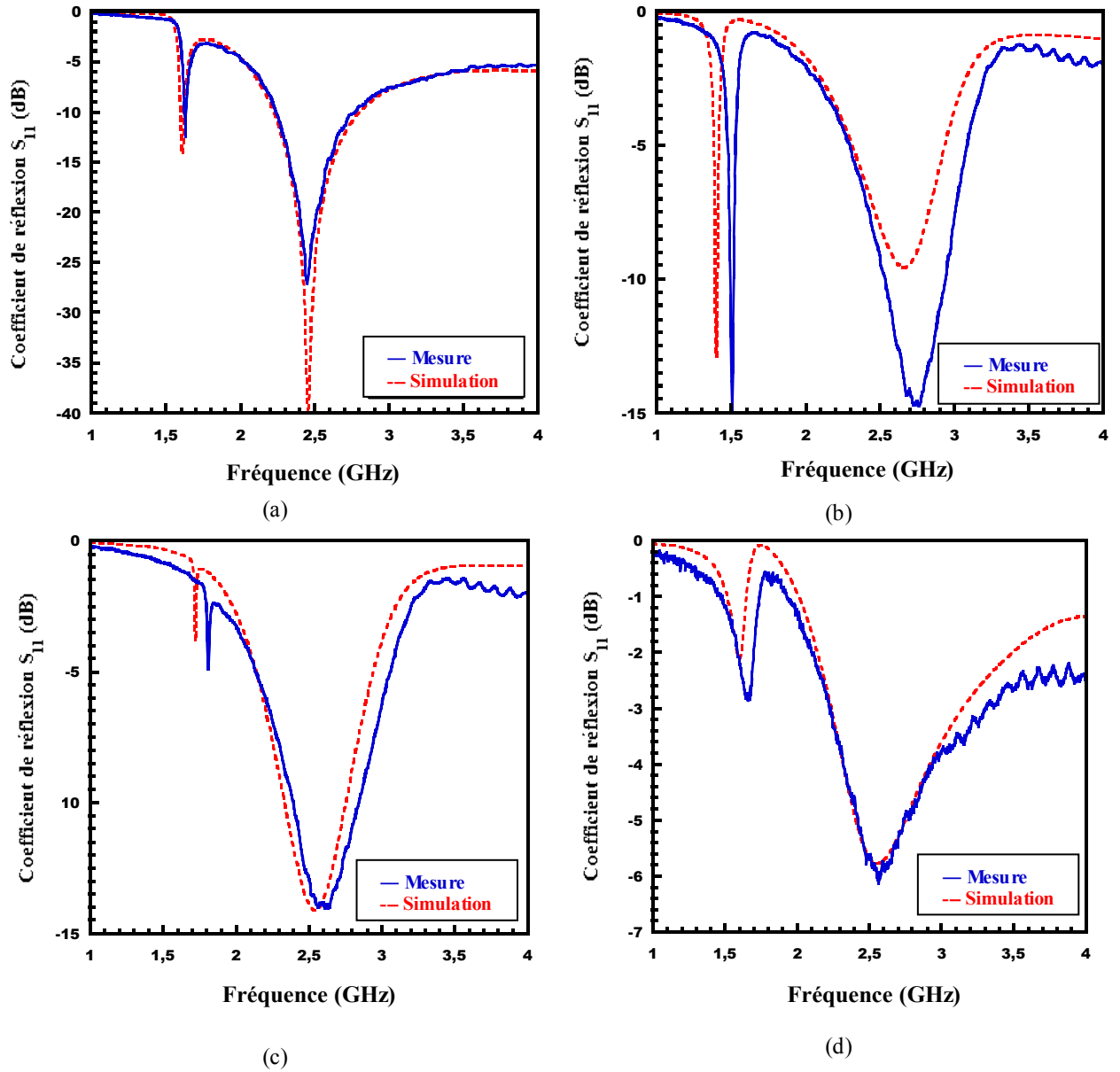


Figure III.12: Le coefficient de réflexion simulées et mesurées des antennes:
(a): A1 ;(b): A2 ;(c) A3 et (d): A4.

Configuration	F _R (GHz)		F _M (GHz)	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
A1	1.606	1.635	2.455	2.445
A2	1.399	1.509	2.662	2.751
A3	1.744	1.803	2.566	2.591
A4	1.594	1.643	2.557	2.571

Tableau III.2: Fréquences de résonance simulées et mesurées pour les quatre antennes étudiées

Nous pouvons remarquer à partir de la Fig. III.12, que pour l'ensemble des configurations étudiées, les antennes proposées fonctionnent à deux fréquences de résonance. La fréquence basse F_R correspond à la résonance de l'élément SRR alors que la fréquence haute F_M est générée par le monopôle. Ces fréquences sont légèrement dépendantes de l'emplacement de la

fente du SRR. Nous pouvons constater également que les antennes A1 et A2 sont bien adaptées ($S_{11} < -10$ dB à F_R et F_M), tandis que l'adaptation est considérablement dégradée pour les antennes A3 et A4. Nous pouvons en déduire que l'emplacement de la fente du SRR affecte l'adaptation de la structure. Les meilleures configurations correspondent aux antennes A1 et A2 (Fig.III.8.a et b) lorsque la fente est proche du monopôle (A1) ou au plan de masse (A2). Ces deux cas assurent un maximum de couplage entre la SRR et l'antenne monopôle.

III.3.4.3. Efficacité

L'efficacité totale (E_{tot}) d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} à la puissance incidente P_{inc} , telle que donnée par l'expression suivante:

$$E_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{inc}} \quad (III.7)$$

Le tableau III.1 regroupe les valeurs simulées et mesurées de l' E_{tot} pour l'antenne proposée avec différentes configurations aux fréquences de résonance F_R et F_M .

Configuration	Efficacité Totale, E_{tot} (%)			
	F_R		F_M	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
Sans SRR	-	-	96.5	88.9
A1	83.2	72.3	91.8	82.6
A2	94.8	82.1	88.8	80.4
A3	38.4	44.6	82.7	77.3
A4	39.1	40.2	72.3	62.5

Tableau III.1: Efficacité totale (E_{tot}) simulée et mesurée pour les configurations A1, A2, A3 et A4.

Selon le tableau III.1, on peut noter une bonne efficacité pour les antennes A1 et A2 à la fréquence de résonance F_R par rapport aux configurations A3 et A4. Ce résultat peut s'expliquer par la dégradation de l'adaptation observée dans la Fig.III.8.a et b en changeant l'orientation de la fente du SRR. Par comparaison avec la structure sans SRR ($E_{tot} = 11.85\%$), l'antenne présente une amélioration de son efficacité totale ($E_{tot} = 96\%$ à $F_R = 1.606$ GHz) lorsque l'élément SRR est ajouté.

III.3.4.4. Diagrammes de rayonnement

Les mesures sur les diagrammes de rayonnement des antennes A1 et A4 ont été effectuées dans la chambre anéchoïque "SATIMO Stargate32" de l'Institut. La figure III.11 illustre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les deux plans (XOZ) et (YOZ). Il

convient de mentionner ici que les résultats correspondent à la version réalisée (Fig. III.8) avec un plan de masse de dimensions $200 \times 200 \text{ mm}^2$. On peut noter un bon accord entre les résultats numériques et expérimentaux obtenus en particulier pour le plan (YOZ). Le gain maximum mesuré à $d_1 = 4 \text{ mm}$ est de 4.28 dB, alors que le gain simulé pour la même distance est 6.8dB (voir Fig. III.13.a).

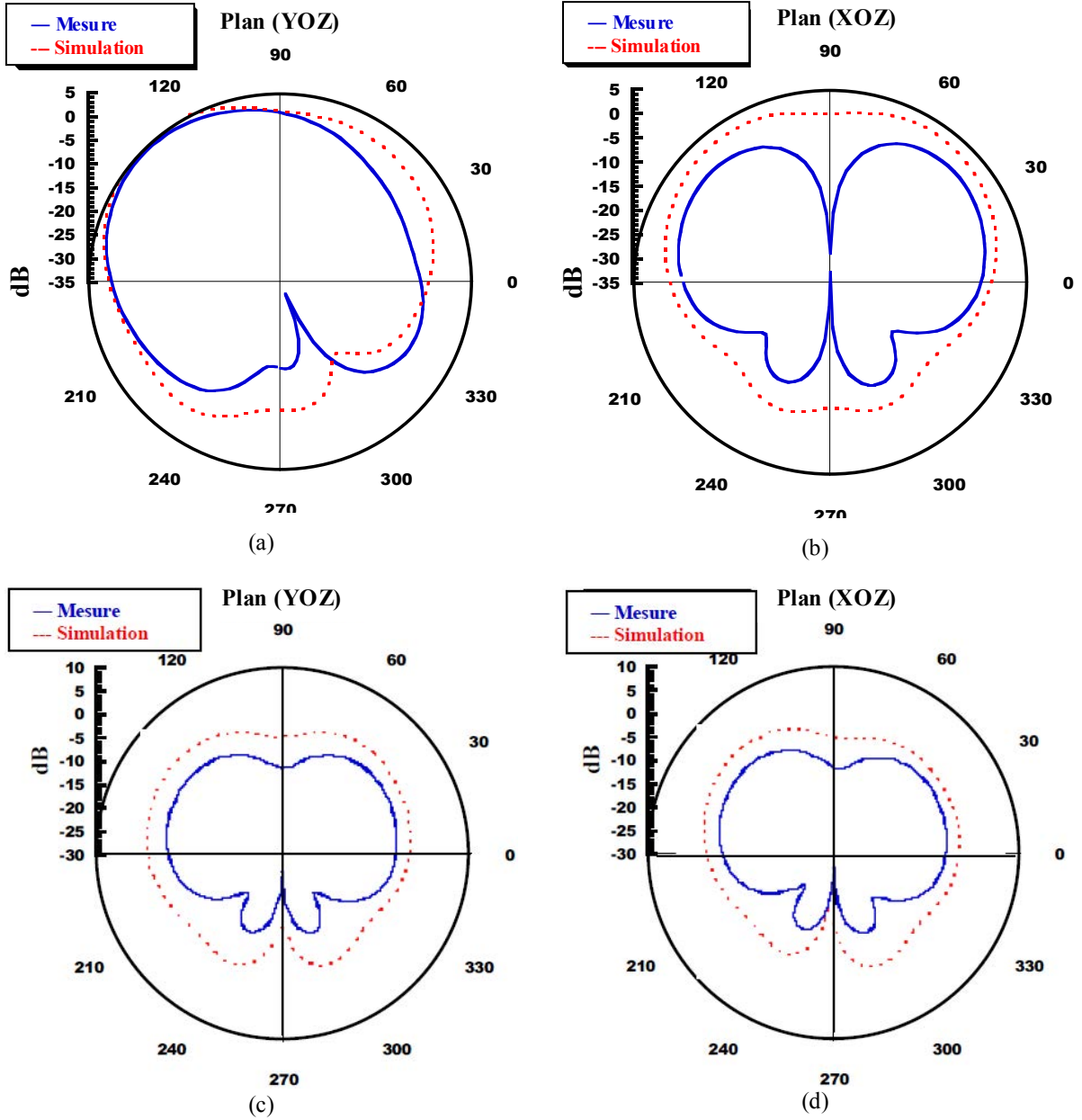


Figure III.13: Diagrammes de rayonnement simulé et mesurés à la fréquence F_R pour, A1 : (a) dans le plan (XOZ), (b) dans le plan (YOZ) et l'antenne A4 (c) dans le plan (XOZ) et (d) dans le plan (YOZ).

III.4. ANTENNES MINIATURES ET DIRECTIVES

Dans le paragraphe précédent, nous avons étudié une famille d'antennes miniatures composées d'une antenne monopôle avec un élément parasite de type SRR. Quatre configurations de l'antenne ont été étudiées en changeant la position de la fente sur l'élément SRR. Nous avons montré que parmi les quatre configurations étudiées, seules deux configurations présentent un comportement directif.

Dans cette section, nous proposons une étude approfondie afin d'analyser le comportement de superdirectivité des ces deux configurations. Une étude détaillée sera présentée afin de déterminer l'origine de la superdirectivité obtenue pour la structure proposée.

III.4.1. Structures proposées

La première configuration de l'antenne est représentée sur la Figure III.14. La structure [III.11] [III.12] est composée d'un élément SRR et un monopôle imprimé sur un substrat Rogers DuroidTM 5880 d'épaisseur $h = 0.8$ mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$, et montés orthogonalement sur un plan de masse rectangulaire de dimensions 200×200 mm².

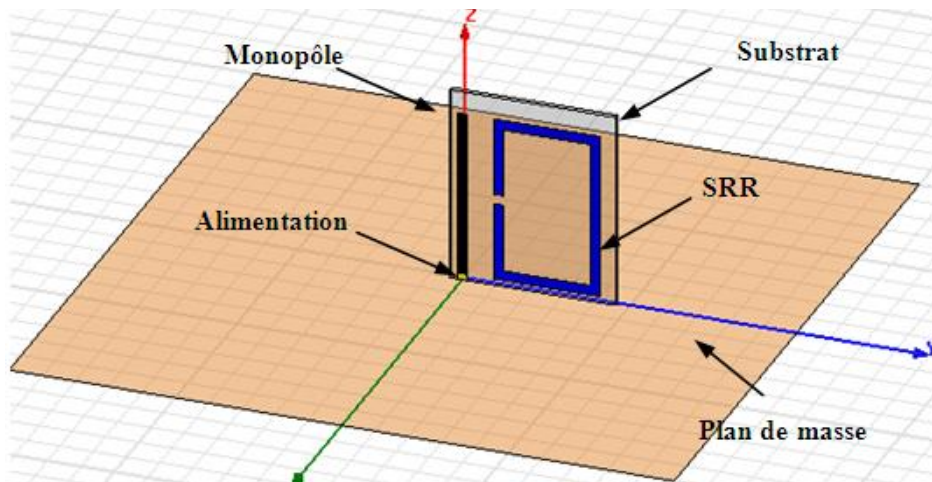


Figure III.14: Schéma de la première configuration de l'antenne avec un élément parasite.

Le monopôle imprimé de longueur L_M et largeur W_M est associé à un élément SRR rectangulaire de dimensions $L_R \times W_R$. La distance de couplage entre le monopôle et le résonateur est notée d_1 , alors que la distance séparant le plan de masse du bras inférieur du SRR est notée d_2 . Le monopôle est conçu pour fonctionner à 2.45 GHz. Deux configurations ont été proposées en fonction de l'emplacement de la fente sur le SRR comme le montre la figure III.15. Les détails sur les paramètres de conception sont donnés dans le tableau III.2.

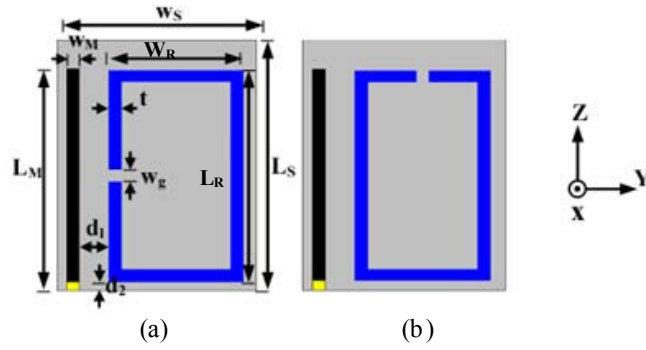


Figure III.15: Géométries des deux configurations de l'antenne proposées : (a) Antenne A1 ; (b) Antenne A2

Dimensions (mm)			
Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
L_S	28	W_R	17
W_S	24	t	1.5
L_M	26.5	W_g	1.5
W_M	1.5	d_1	5
L_R	25.5	d_2	1

Tableau III.2: Paramètres de conception de l'antenne A1.

III.4.2. Résultats

Dans ce paragraphe, les principaux résultats simulés et mesurés pour les des deux configurations A1 et A2 seront présentés et discutés. En effet, une analyse du gain, de la directivité, des courants de surface ainsi que la forme de diagrammes de rayonnement seront effectués afin d'expliquer l'origine de la superdirectivité de l'antenne.

III.4.2.1. Simulation

a. Adaptation

La figure III.16 représente le coefficient de réflexion simulé de l'antenne pour les deux configurations A1 et A2 sur la bande de fréquence 1 – 3 GHz.

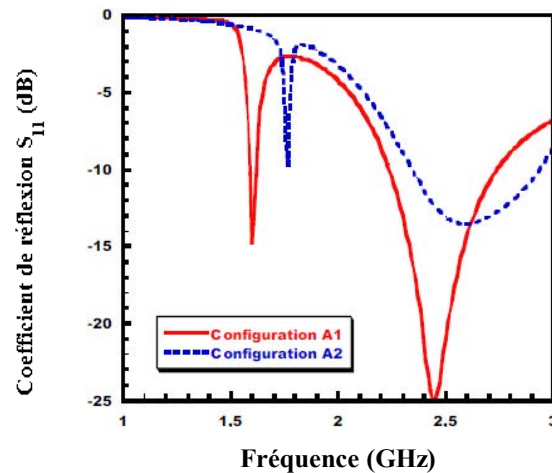


Figure III.16: Les coefficients de réflexion simulés des configurations A1 et A2.

Nous pouvons remarquer que la structure proposée opère à deux fréquences pour les deux configurations A1 et A2. La fréquence de résonance haute $F_M = 2.45$ GHz, correspond au monopôle et semble être affectée par la présence du résonateur à boucle.

La fréquence de résonance basse est due à l'ajoute de l'élément SRR au voisinage du monopôle. Cette résonance se décale vers les basses fréquences en raison de l'effet de l'élément parasite ($F_{R1} = 1.55$ GHz pour A1; $F_{R2} = 1.75$ GHz pour A2), permettant la réduction de la taille de la structure. Cependant, les deux fréquences de résonance semblent être légèrement dépendantes de la position de la fente du SRR. En effet, un décalage de fréquence de 200 MHz peut être remarqué entre les deux configurations A1 et A2. Nous pouvons noter également que la configuration A1 offre plus de compacité et une meilleure adaptation d'impédance aux deux fréquences de fonctionnement que la configuration A2.

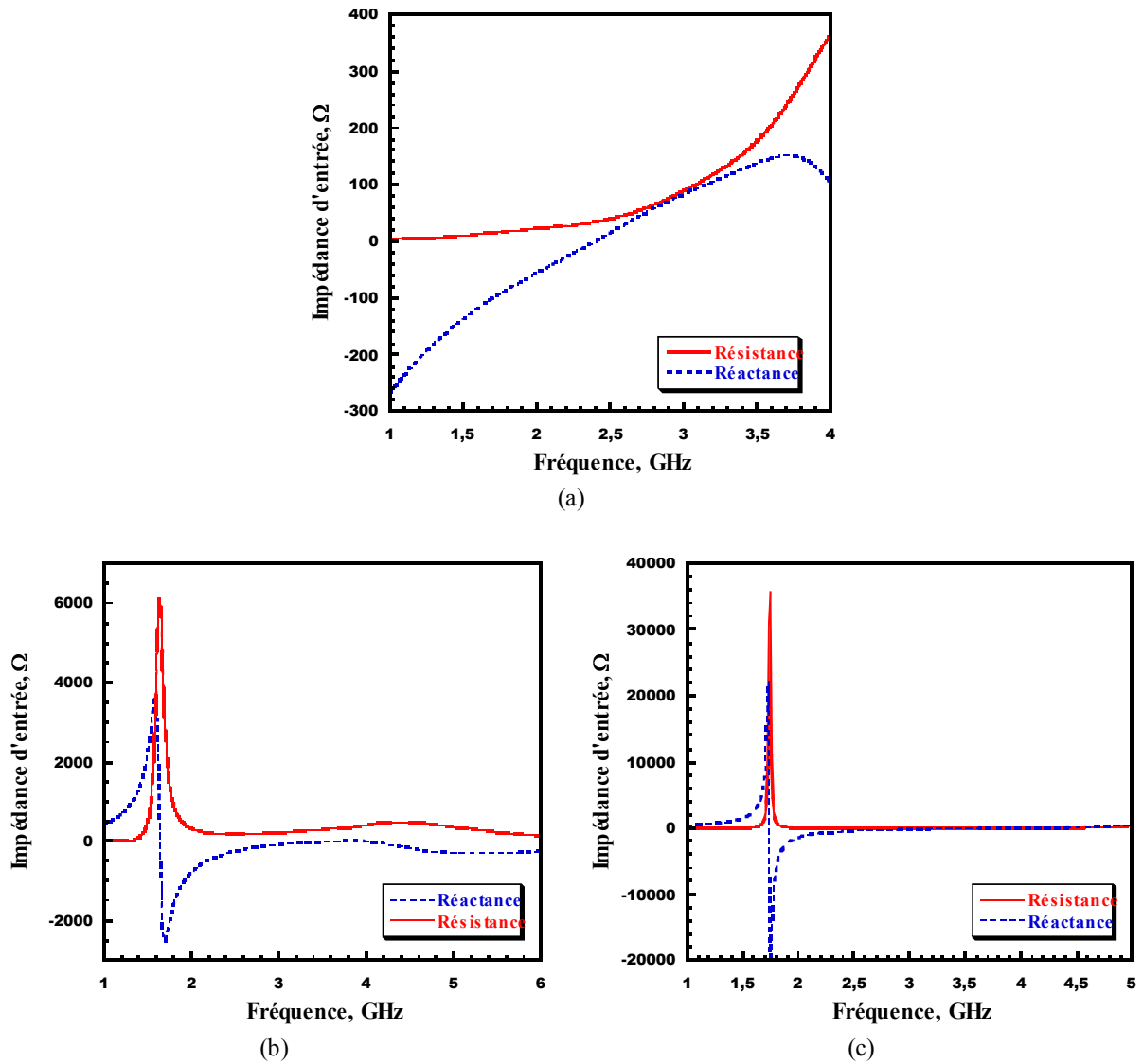


Figure III.17: Impédance d'entrée complexe simulés: (a) Monopôle seul; (b) SRR seul (configuration A1), (c) SRR seul (configuration A2).

D'après la figure Figure.III.17.a, pour les fréquences fréquence $F < F_M$, la partie imaginaire de l'impédance d'entrée est négative ce qui prouve que le monopôle agit comme un élément capacitif dans cette gamme de fréquences. Alors que pour les fréquences $F < F_R$, la partie imaginaire de l'impédance d'entrée est positive (Fig.III.17.b-c) et l'élément SRR agit donc, comme un élément inductif. Par conséquent, la réactance du monopôle est compensée par le SRR, permettant la résonance de la structure à une fréquence inférieure à F_R ce qui améliore la compacité de la structure.

b. Gain et directivité (Pour un plan de masse infini $200 \times 200 \text{ mm}^2$)

Au cours de l'étude paramétrique effectuée dans la première partie du présent chapitre, nous avons montré que le principal paramètre qui affecte le rayonnement de l'antenne est la distance de couplage entre le monopôle et l'élément SRR. Nous avons étudié ensuite la directivité et le gain en fonction de la distance d_1 entre le monopôle et le SRR pour les deux configurations de l'antenne (Figure.III.18).

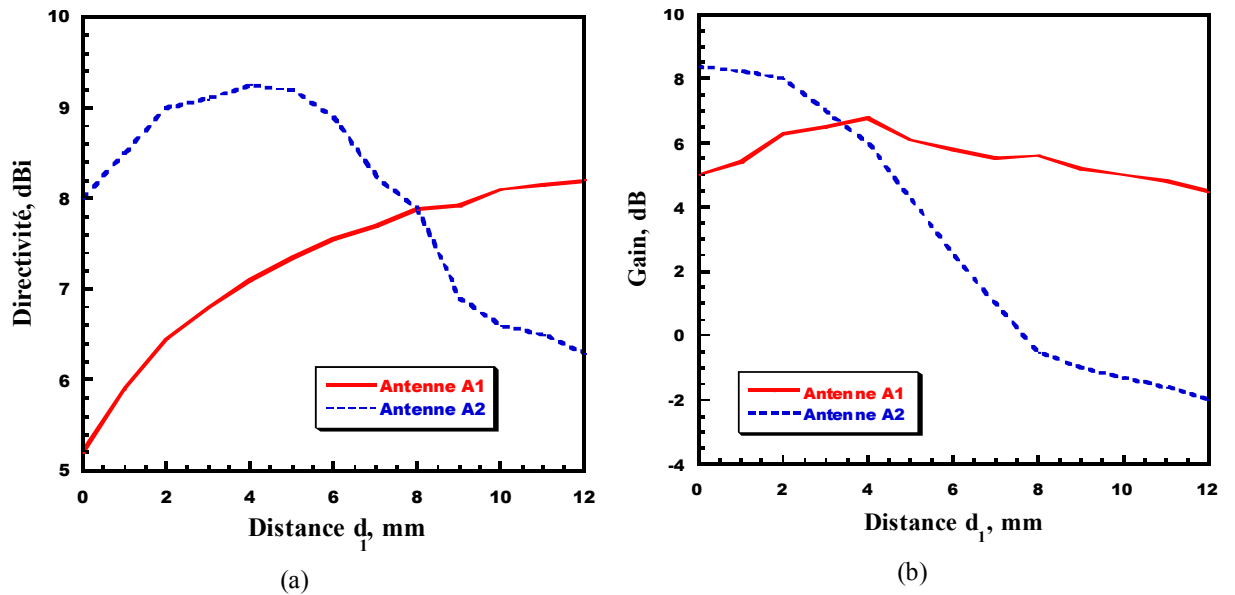


Figure III.18: Effet de la distance d_1 de couplage à la fréquence F_R , à la directivité simulée (a) et le gain (b) pour les configurations A1 ($F_R = 1.55$) et A2 ($F_R = 1.75$).

On peut remarquer d'abord, à partir de la figure III.18, que la directivité et le gain de la structure dépendent de la distance de couplage entre le résonateur et le monopôle. Selon la Fig.III.18.a, la directivité maximale simulée est de l'ordre de 8.2dBi pour la configuration A1 et 9.2dBi pour la configuration A2. Il faut noter ici que ces valeurs ont été obtenues pour des distances de couplage $d_1 = 20\text{mm}$ pour A1 et $d_1 = 4\text{mm}$ pour A2, où l'antenne n'est pas bien adaptée. En effet, la meilleure adaptation d'impédance est obtenue pour des distances $d_1 = 4\text{mm}$ pour A1 et $d_1 = 5\text{mm}$ pour A2. Cependant, lorsqu'on augmente la distance d_1 la

directivité décroît jusqu'à atteindre 4.41dBi pour les deux configurations étudiées. Pour le gain simulé, nous pouvons remarquer sur la Fig.III.18.a-b que les valeurs maximales sont d'environ 9 dBi et 7 dBi, pour A1 et A2, respectivement. Ces valeurs sont obtenues également, pour les distances de couplage d_1 différentes de celles optimisé pour la meilleure adaptation. Nous pouvons également remarquer que le gain est plus stable pour la configuration A2 à A1 sur la plage de distance de couplage 1-12 mm.

Dans la Fig. III.19, nous avons considéré le tableau établi dans [III.13] pour comparer la directivité en fonction de la taille de l'antenne proposée avec d'autres par antennes rapportées dans la littérature. Nous avons inséré les valeurs maximales obtenues par la simulation pour les configurations A1 et A2. La limite de l' Harrington a été calculée en tenant compte de l'équation (III.1).

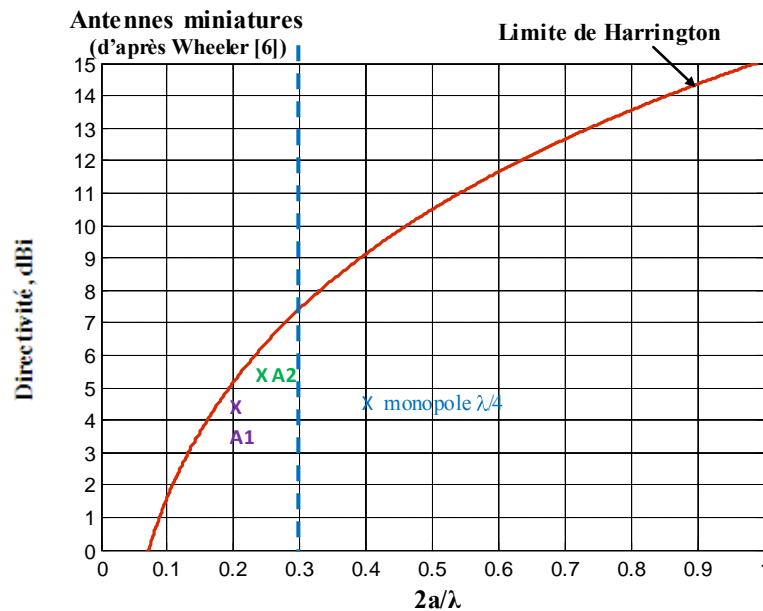


Figure III.19: Directivité en dBi de différentes antennes en fonction de leur taille ($2a/\lambda$).

Étant donné que le plus petit rayon de la sphère enfermant la configuration A1 vaut $a = 20$ mm à la fréquence de résonance $F_{R1} = 1.55$ GHz et $a = 22.6$ mm pour la configuration A2 à la fréquence $F_{R2} = 1.75$ GHz, par conséquent $ka \sim 0.65$ et $2a / \lambda = 0.20$ pour A1, et $ka \sim 0.78$ et $2a / \lambda = 0.24$ pour la configuration A2. Les valeurs correspondantes de la directivité (4.41dBi pour A1 et 5.5 dBi pour A2) sont placées sur la figure III.19. Les valeurs maximales de la directivité maximale sont obtenues en retranchant 3dBi des valeurs des directivités maximales présentée dans la figure III.18-a afin d'éliminer l'effet du plan de masse. Les deux valeurs de directivité obtenue pour A1 et A2 sont situées à l'extérieure de la région qui caractérise les antennes électriquement petite (ESA) et au-dessous de la limite de la directivité de Harrington. Par conséquent, la structure proposée n'est pas considérée comme une antenne superdirective.

c. Vecteurs courants

Dans le but d'étudier l'origine de la directivité obtenue pour les deux configurations A1 et A2, nous avons analysé la distribution des vecteur courant surfacique sur le monopole ainsi que l'élément SRR à la fréquence F_R .

Pour le cas de la configuration A1, la directivité obtenue peut être justifié par la superposition constructive entre les champs rayonnés à la fois par le monopole et le résonateur ; ces champs devraient être en phase ou en opposition de phase et de même ordre de grandeur pour obtenir une bonne directivité. En effet, en analysant la distribution des courants (Fig.III.20-a) correspondant à la fréquence F_R et à la distance de couplage optimisée d_1 , on peut remarquer que les vecteurs courant sur les bras horizontaux de l'élément de SRR sont faible et en opposition de phase ce qui conduit à leur compensation. Cependant, on peut noter un vecteur de forte amplitude sur la branche verticale droite du SRR. Ce vecteur courant est parallèle et en opposition de phase avec le courant sur le monopôle ce qui conduit à une superposition constructive entre les champs rayonnés et par conséquent l'augmentation de la directivité de l'antenne.

Pour la configuration A2 (fig. III.20-b), les vecteurs courants sur le SRR sont orthogonaux au monopôle ce qui engendre une superposition destructive entre les champs rayonnés du monopôle et le résonateur.

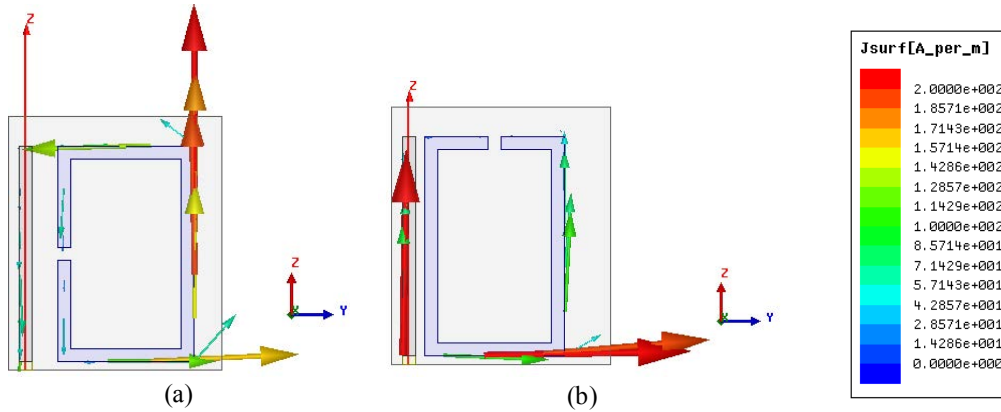


Figure III.20: Vecteur courant simulé sur le monopole et l'élément SRR à la fréquence de fonctionnement F_R et pour la distance de couplage d_1 : (a) Configuration A1 ($F_R = 1.55$ GHz, $d_1 = 4$ mm); (b) Configuration A2 ($F_R = 1.75$ GHz, $d_1 = 1$ mm).

Afin de confirmer notre hypothèse, nous avons tracé sur la figure III.21 l'amplitude maximale des courants à la fois sur le monopôle et l'élément SRR à des distances d_1 différentes.

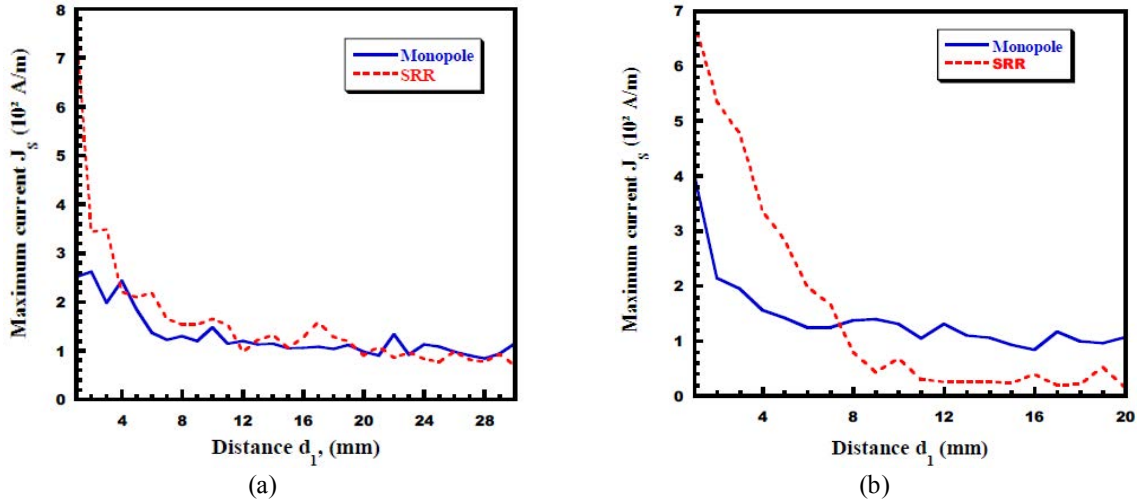


Figure III.21: Courant Maximum J_s (A/m), à la fréquence F_R , sur le monopôle et sur le SRR en fonction de la distance de couplage d_1 , (a) Configuration A1 ($F_{R1}=1.55$ GHz), (b) Configuration A2 ($F_{R2}=1.75$ GHz).

Pour le cas de la configuration A1 (Fig.III.21-a), pour la distance de couplage $d_1 = 4$ mm, les amplitudes de courant sur le monopôle et le SRR sont de même ordre ($J_s \sim 2.2 \cdot 10^2$ A / m) ce qui explique un effet de couplage important entre le monopôle et le SRR ce qui explique la directivité obtenue.

Dans le cas de la configuration A2 (Fig.III.21-b), pour la distance de couplage $d_1 = 1$ mm, les courants à la fois sur le monopôle et le SRR sont différents ($J_s \sim 4 \cdot 10^2$ A / m pour le monopôle et $J_s \sim 6.6 \cdot 10^2$ A / m pour le SRR) ce qui montre que le couplage entre le SRR et le plan de masse est fort pour compenser d'abord le couplage faible monopôle-SRR et donc d'améliorer la directivité totale de la structure.

d. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement 3D simulés de la structure, avec un plan de masse fini de dimension 200×200 mm², sont illustrés dans la figure. III.22. Ces diagrammes correspondent aux fréquences de résonance $F_{R1}=1.55$ GHz et $F_{R2}=1.75$ GHz, respectivement pour les configurations A1 et A2.

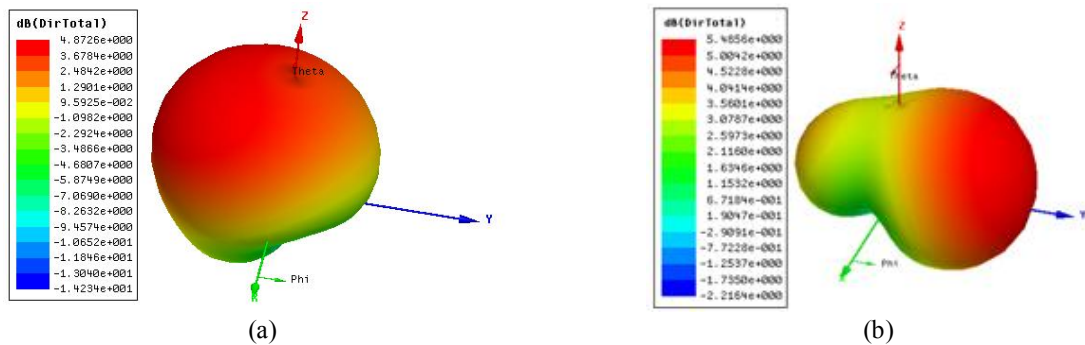


Figure III.22: Diagrammes de rayonnement 3D de pour la structure:
(a) Configuration A1 ($F_{R1} = 1.55$ GHz), (b) Configuration A2 ($F_{R2} = 1.75$ GHz).

La directivité maximale obtenue pour la configuration A1 est de l'ordre de 4.87dBi à la fréquence $F_{R1}=1.55$ GHz (Fig.III.22-a) et elle est de l'ordre de 5.48 dB pour la configuration A2 à la fréquence $F_{R2}=1.75$ GHz (Fig.III.22-b).

On peut remarquer sur la figure III.22-a, que l'effet de l'emplacement de la fente du SRR sur le diagramme de rayonnement n'est pas significatif. La forme du diagramme de rayonnement peut être expliquée par une combinaison d'un dipôle électrique (le long de l'axe Z) et d'un dipôle magnétique (placé orthogonalement à l'axe des X). Cette hypothèse est vérifiée à partir de la simulation des diagrammes de rayonnement 3D du SRR et le monopole séparément. Par conséquent, on peut conclure que la structure se comporte comme une source d'Huygens, où l'élément SRR agit comme un dipôle magnétique, et le monopôle représente le dipôle électrique, ce qui justifie la superdirectivité de l'antenne. Le plan de masse contribue également à la puissance rayonnée par l'antenne en direction du demi-plan supérieur ($Z > 0$), ce qui augmente encore la directivité.

III.4.2.2. Validation expérimentale

Les deux prototypes de la structure correspondants aux configurations A1 et A2 (voir Fig. III.23) ont été réalisés, et caractérisés par la mesure du coefficient de réflexion, de la directivité ainsi que des diagrammes de rayonnement. Les coefficients de réflexion ont été mesurés sur la bande de fréquence 1 - 3 GHz. Pour les deux configurations nous avons utilisé le même plan de masse de dimensions 200×200 mm².



Figure III.23: Photos des prototypes réalisés: (a) antenne A1; (b) antenne A2.

a. Coefficient de réflexion

La figure III.24 représente le coefficient de réflexion mesuré et simulé pour les deux configurations A1 et A2. Le tableau III.3 regroupe les valeurs des fréquences obtenues par

mesure et par simulation Pour les deux configurations étudiées. Nous pouvons noter un bon accord entre la simulation et la mesure avec un léger écart en raison des erreurs de fabrication. L'adaptation des deux structures peut être améliorée par un meilleur ajustement de la distance d_2 séparant l'élément SRR du plan de masse.

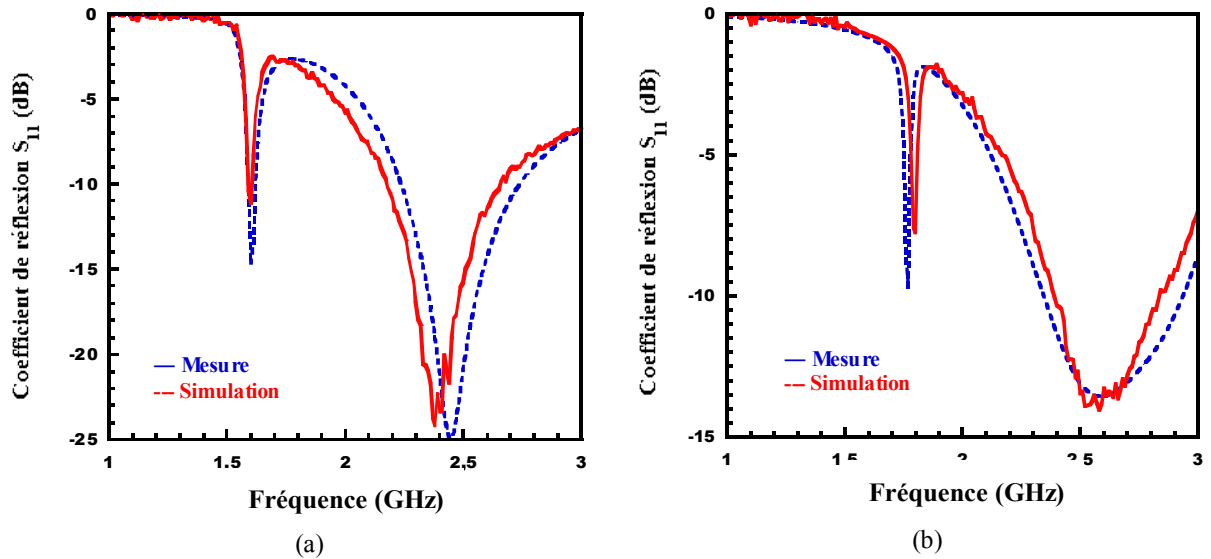


Figure II.24: Le coefficient de réflexion simulées et mesurées des deux configurations A1 (a) et A2 (b).

	Fréquence F_R (GHz)	
	Simulation	Mesure
Configuration A1	1.55	1.51
Configuration A2	1.75	1.69

Tableau III.3: Fréquences de résonance F_R simulées et mesurées pour les deux configurations A1 et A2.

b. Diagrammes de rayonnement

La figure III.25 illustre les deux diagrammes de rayonnement 3D mesurés pour les deux configurations de l'antenne A1 et A2 aux les fréquences respectives 1.51GHz et 1.69 GHz.

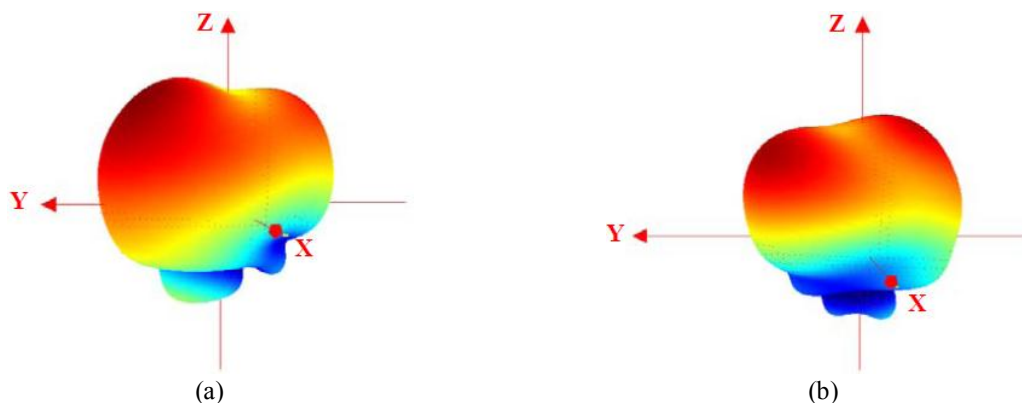


Figure III.25 : Diagrammes de rayonnement 3D mesurés (Directivité) : (a) antenne A1, (b) antenne A2.

Pour le cas de la configuration A1 (Fig. III.25.a) on peut remarquer que l'antenne focalise son rayonnement vers l'axe des Y-positifs. Alors que pour le cas de la configuration A2 (Fig III.25.b), on peut noter un faisceau directif vers l'axe des Y-négatifs. Ces résultats son en bonne concordance avec celles obtenues par simulation (Fig. III.22).

La directivité maximale obtenue pour la configuration A1 est de l'ordre de 4.48dBi à la fréquence $F_{R1}=1.51$ GHz (Fig.III.25-a) est elle est de l'ordre de 5.23 dB pour la configuration A2 à la fréquence $F_{R2}=1.69$ GHz (Fig.III.25-b).

c. Directivité

La figure III.26, représente la variation de la directivité des antennes A1 et A2 en fonction de la fréquence pour des distances couplage respectivement $d_{opt}=4$ mm et $d_{opt}=1$ mm.

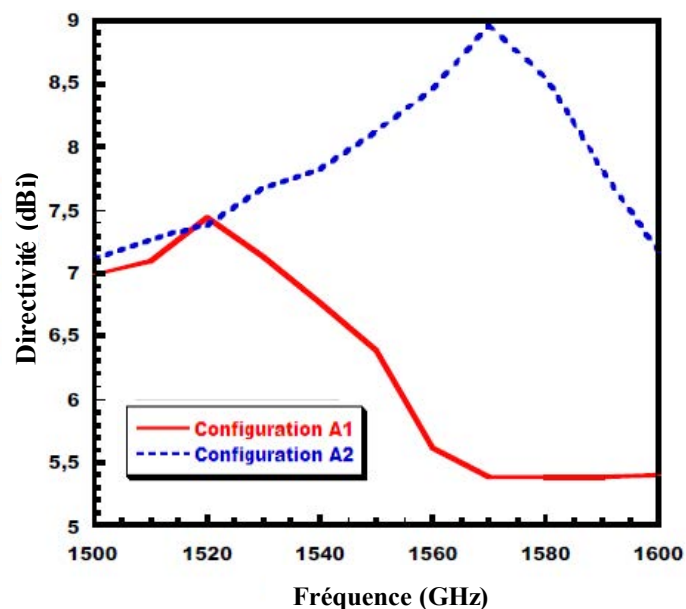


Figure III.26. Directivité mesurée pour les antennes étudiée en fonction de la fréquence : Configuration A1 ($d_{opt}=4$ mm), Configuration A2 ($d_{opt}=1$ mm).

Comme le montre la Figure.III.26, la directivité maximale mesurée de l'antenne est de l'ordre de 7.5 dBi pour la configuration A1 et 9 dBi pour la configuration A2 ce qui montre que la configuration A2 est plus directive que la configuration A1. Ceci peut être expliqué par l'effet de couplage du plan de masse qui est plus important dans la configuration A1 que la configuration A2. L'amélioration de la directivité de l'antenne est essentiellement due à l'effet de couplage entre le monopôle et le SRR qui affecte les courants de surface dans la structure, puis le rayonnement de l'antenne.

III.5. CONCEPTION D'UNE SOURCE D'HUYGENS AU DESSUS D'UN PLAN DE MASSE

III.5.1. Introduction

Dans le paragraphe précédent nous avons tenté d'obtenir une directivité maximale, voire dépasser la limite de la superdirectivité en faisant une étude paramétrique, mais la directivité obtenue par cette méthode n'atteint même pas la limite de Harrington. Ici nous allons viser à atteindre cette limite, c'est-à-dire celle de la source d'Huygens qui est la combinaison d'un mode TM (dipôle électrique) et d'un mode TE (dipôle magnétique). A la différence avec la source d'Huygens classique, la notre sera au dessus du plan de masse et devrait permettre d'atteindre 3dB de plus de directivité, c'est-à-dire typiquement 7.8dBi.

En premier lieu, nous ferons une étude sur l'élément SRR seul afin d'analyser ses propriétés de rayonnement et réaliser le monopôle magnétique (mode TE). En deuxième lieu, le comportement du monopôle seul sera examiné pour vérifier que l'on obtient le comportement du dipôle (ici monopôle) électrique. Finalement nous allons combiner les deux éléments (Monopôle + SRR) afin de former la source d'Huygens

III.5.2. Conception de l'élément SRR seul (dipôle magnétique)

Dans le but d'analyser le comportement de l'élément SRR en terme de rayonnement, nous avons supprimé le monopôle afin d'isoler le SRR, et nous avons inséré un « lumped port » au niveau de la fente afin d'assurer l'alimentation de la structure, comme le montre la figure III.27.

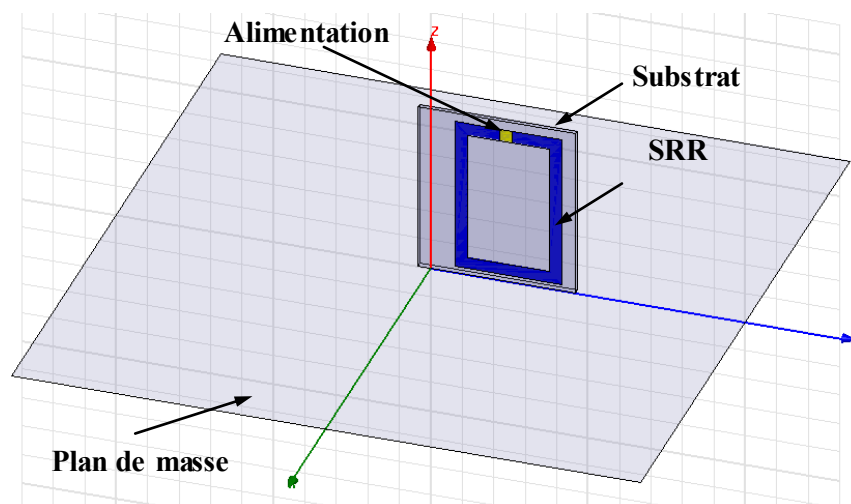


Figure III.27. Schéma de l'élément SRR seul.

Les figures III.28 montrent le diagramme toroïdal attendu du SRR au dessus du plan de masse infini pour les fréquences allant de 1GHz à 1.5GHz. La directivité théorique attendue (4.8dBi) est atteinte à partir de 1.2GHz.

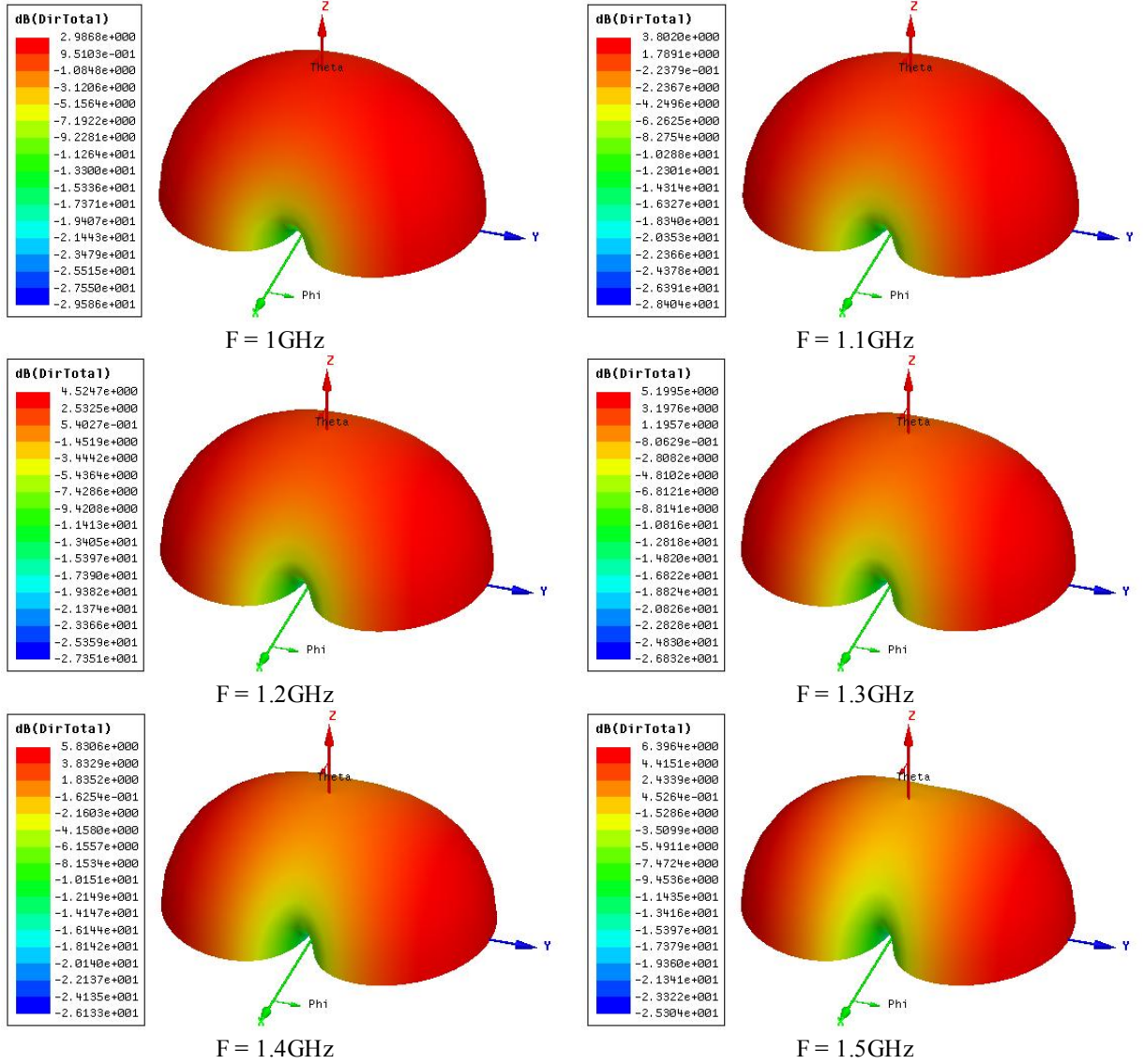


Figure III.28. Diagramme de rayonnement 3D simulé de l'élément SRR seul à plusieurs fréquences.

III.5.3. Conception du monopôle seul (dipôle électrique)

A la fréquence 1.5GHz, le monopôle étant miniature, son diagramme a tout à fait la forme du demi-tore attendu. La directivité également proche de 4.8dBi comme on pouvait l'espérer.

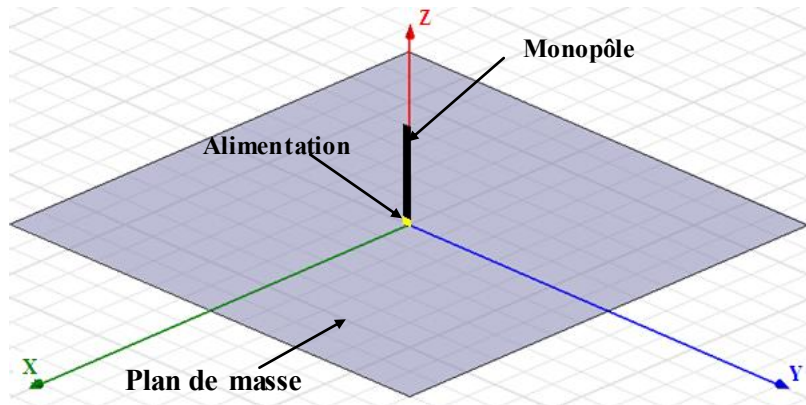


Figure III.29: Schéma du monopôle seul.

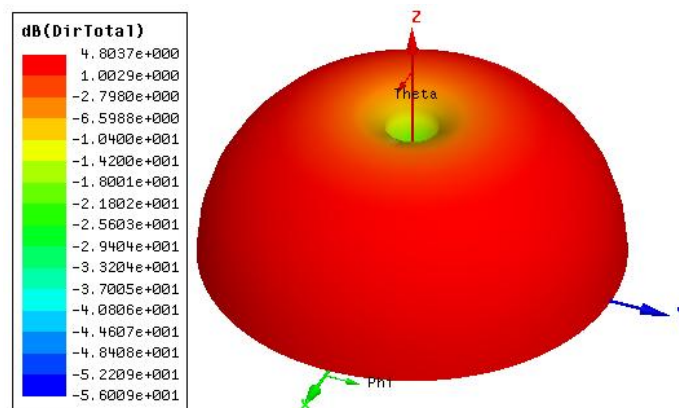


Figure III.30. Diagramme de rayonnement 3D simulé du monopôle seul à 1.5GHz.

III.5.4. Conception de la source d'Huygens

Le schéma de la source d'Huygens placée sur un plan de masse est représenté dans la figure III.31.

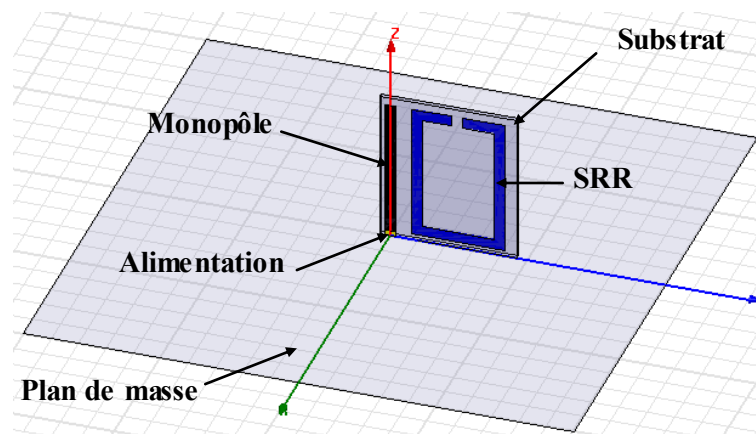


Figure III.31: Schéma du monopôle associé à un élément SRR (Source d'Huygens).

La combinaison des dipôles électrique et magnétique précédent au dessus du plan de masse nous permet d'atteindre une directivité de 8.7dBi comme le montre la figure III.32.

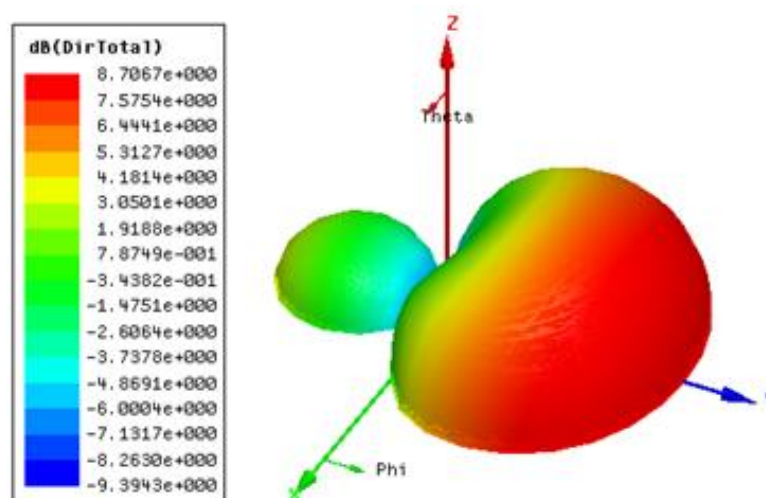


Figure III.32. Diagramme de rayonnement 3D simulé de la source d'Huygens (monopôle+SRR) à 1.5GHz (Directivité dB).

En conclusion, nous sommes parvenus à réaliser une source d'Huygens plus classiques et plus simples que celles présentées dans la littérature et montrées sur la figure III.5. De plus, notre source possède une directivité plus élevée que celle de la littérature (4.5dBi). Malheureusement, nous n'avons pas eu le temps d'optimiser cette structure et de passer au stade de la réalisation. Nous sommes conscients que dans la pratique le plan de masse ne sera pas infini et la directivité sera inférieure à sa valeur théorique. Cependant, nous pensons que

la directivité restera supérieure à 4.5dBi. Notre structure est ainsi plus simple, plus performante et plus efficace que la source Huygens présentée dans la littérature. Dans un certain sens, on peut la considérer quasiment comme une antenne superdirective.

III.6. CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, nous avons proposé de nouvelles architectures d'antennes miniatures et directives.

La première partie de ce chapitre a fait l'objet d'une étude d'une antenne monopole associé à un SRR en vue de construire une source d'Huygens. Le monopôle a joué le rôle du dipôle électrique et le SRR, celui du dipôle magnétique. Une étude paramétrique des paramètres pertinents des antennes a été menée. Cette étude nous a servi à déterminer l'impact de ces différents paramètres sur les performances de l'antenne, en l'occurrence la forme des diagrammes de rayonnement ainsi que la directivité. La deuxième partie est consacrée à l'étude et la conception de deux antennes directives. Le comportement directif obtenu a été analysé avec détail.

III.7. RÉFÉRENCES

- [III.1] H. J. Riblet, « Note on the Maximum Directivity of an Antenna », Proc of the IRE, pp 620-623, May 1948.
- [III.2] T. T. Taylor, « A Discussion of the Maximum Directivity of an Antenna », Proc. of the IRE, pp 1135, Sept. 1948.
- [III.3] R. F. Harrington, « On the Gain and beamwidth of Directional Antennas », IRE Trans. On Antennas and Propagation, pp 219-225, July 1958.
- [III.4] W. Geyi, « Physical limitations of Antenna », IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 51, pp 2116-2123, Aug. 2003
- [III.5] M. Pigeon, A. Clemente, C. Delaveaud and L. Rudant, “Analysis Of Harrington Limit For Electrically Small Antenna Directivity”, European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014, 06-11 Avril, Hague, Netherlands.
- [III.6] H.A.Wheeler, “Fundamental Limitations of Small Antennas”, Proc of the IRE, vol.35, pp 1479-1484, Dec 1947.
- [III.7] A. I. Uzkov, “An approach to the problem of optimum directive antennae design,”Comptes Rendus (Doklady) de l’Academie des Sciences de l’URSS, vol. 53, pp. 35–38, 1946.
- [III.8] P. Jin and R.W. Ziolkowski, “Metamaterial-Inspired, Electrically Small Huygens Sources,” IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp 501-505, 2010.
- [III.9] S. Dakhli, J.M Floch, H. Rmili, K. Mahdjoubi and H. Zangar, “Efficient, Metamaterial-Inspired Loop-Monopole Antenna with Shaped Radiation Pattern”, Loughborough Antennas & Propagation Conference, LAPC 2012, 12-13 Novembre, Loughborough, England.
- [III.10] S. Dakhli, J.M Floch, H. Rmili, K. Mahdjoubi and H. Zangar, “Study of Directive and Low Profile Metamaterial-Inspired Antenna”, Progress In Electromagnetics Research, PIER C, 2014.
- [III.11] S. Dakhli, J.M Floch, H. Rmili, K. Mahdjoubi and F. Choubani, “Superdirective and Low Profile Metamaterial-Inspired Antenna”, Loughborough Antennas & Propagation Conference, LAPC 2013, 11-12 Novembre, Loughborough, England.
- [III.12] S. Dakhli, J.M Floch, H. Rmili, K. Mahdjoubi and H. Zangar, “Analysis of a Compact and Superdirective Metamaterial-Inspired Monopole Antenna,” International Journal of Antennas and Propagation, IJAP, HINDAWI 2014.
- [III.13] M. Pigeon, L. Rudant, C. Delaveaud and K. Belmkaddem, “Antennes Miniatures Superdirectives”, 18ème Journées Nationales microndes, Paris Mai. 2013.

CHAPITRE IV

ANTENNES RECONFIGURABLES EN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

Table des matières

IV.1. INTRODUCTION	113
IV.2. ANTENNES RECONFIGURABLES EN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT	114
IV.2.1. ANTENNES AVEC UN SRR ET DEUX FENTES	114
IV.2.2. ANTENNES AVEC UN SRR ET QUATRES FENTES	119
IV.2.3. ANTENNES AVEC DEUX SRRs	124
IV.2.4. ANTENNES AVEC TROIS ET QUATRE SRRs	129
IV.3. CONCLUSION	133
IV.4. RÉFÉRENCES	134

IV.1. INTRODUCTION

Nous rappelons que la reconfiguration du diagramme de rayonnement consiste en la modification de la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne, le balayage angulaire du faisceau et les fonctionnalités de filtrage spatial (zéros de rayonnement dans des directions particulières, ...).

De nombreux travaux ont été réalisés pour la conception d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement. Plusieurs techniques sont utilisées afin de rendre une antenne reconfigurable en diagramme : la modification géométrique [IV.1], l'utilisation de courts circuits commutables [IV.2] et l'insertion de fentes commutables [IV.3].

Dans cette section nous proposons de concevoir des antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement [IV.4] en utilisant les structures proposées dans le chapitre précédent. En effet, nous avons étudié quatre configurations d'antenne en changeant la position de la fente sur l'élément SRR. Nous avons montré que pour chaque configuration nous obtenons une forme différente de diagramme de rayonnement.

En premier lieu une seule boucle sera utilisée intégrant deux ensuite quatre fentes. En deuxième lieu nous utiliserons deux SRRs ensuite trois et quatre SRRs pour obtenir la reconfigurabilité en diagramme de rayonnement.

IV.2. ANTENNES RECONFIGURABLE EN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

IV.2.1. Antennes avec un SRR et deux fentes

Dans cette section, nous proposons une antenne reconfigurable en diagramme rayonnement en combinant deux configurations d'antennes directives traitées dans le chapitre précédent. La structure [IV.5] se compose d'une antenne monopôle associée à un élément SRR intégrant deux circuits ouverts utilisés comme commutateurs. Le contrôle de l'état des commutateurs permet de changer la direction du faisceau.

IV.2.1.1. Conception

Pour la conception de l'antenne reconfigurable nous avons choisi les deux configurations A1 et A2 (Fig. IV.1) permettant d'atteindre une directivité importante. Nous avons combiné les deux antennes dans une seule structure (Fig. IV.2) en insérant deux fentes avec des courts circuits utilisés comme des interrupteurs permettant d'obtenir la reconfiguration en diagrammes de rayonnement.

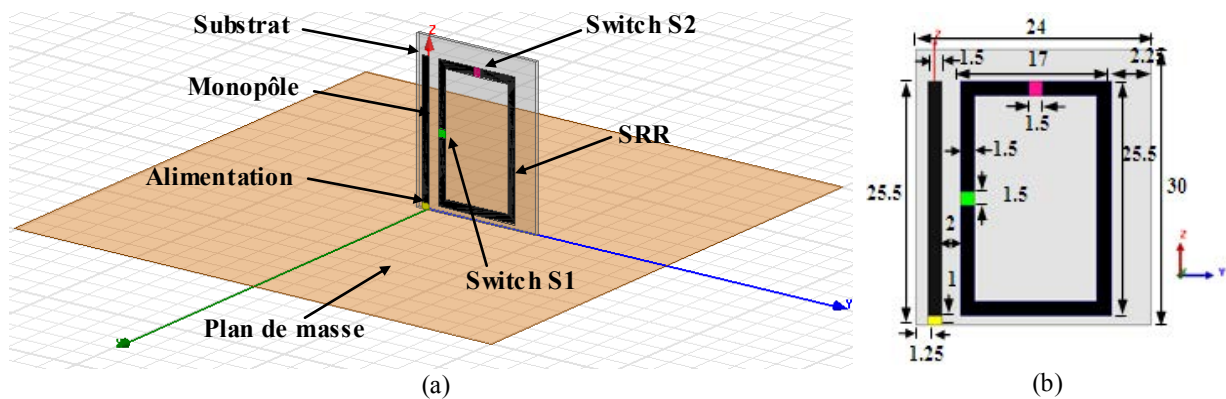


Figure IV.1: Structure de l'antenne proposée avec deux circuits ouverts : (a) Modèle HFSS, (b) Géométrie.

IV.2.2.2. Résultats de Simulation

Le tableau IV.1 représente les deux états étudiés en fonction des configurations des circuits commutateurs S1 et S2.

Configurations des commutateurs S1 et S2	Etats
S1 : Court circuit et S2 : Circuit ouvert.	A
S1 : Circuit ouvert et S2 : Court circuit.	B

Tableau IV.1: Etats des commutateurs S1 et S2.

a. Coefficient de réflexion S_{11}

La variation du coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence de l'antenne pour les deux états A et B est représenté sur la figure IV.2.

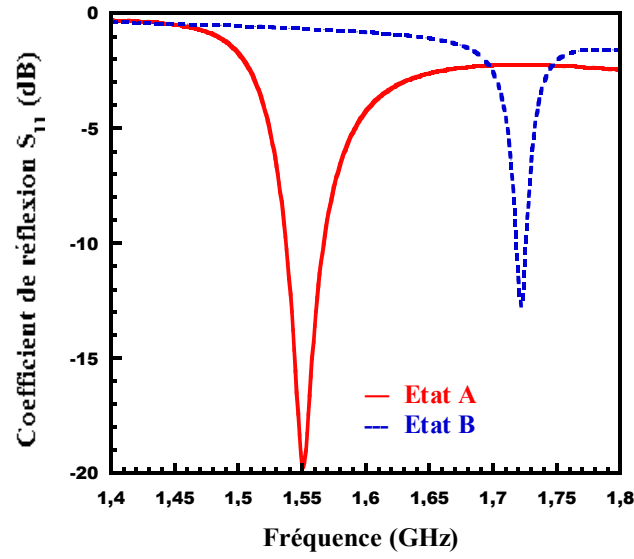


Figure IV.2: Coefficient de réflexion simulé pour la structure reconfigurable à un élément SRR intégrant deux court circuits pour les deux états A et B.

A l'état A, l'antenne résonne à la fréquence 1.55 GHz alors que pour le cas de l'état B la fréquence de résonance est égale à 1.72 GHz. Nous pouvons noter une meilleure adaptation (-20dB) à l'état A. Ce résultat a été déjà noté dans le cas de l'antenne avec une seule fente.

b. Vecteurs courants surfaciques

La figure IV.3 illustre les vecteurs de courants surfaciques simulés des deux configurations étudiées aux fréquences de résonance. Nous notons que la distribution des courants dépend de la position des commutateurs S1 et S2. En effet, la position de l'interrupteur sur l'élément SRRs affecte à la fois l'orientation et l'amplitude des courants. Ces distributions aident à expliquer la forme des diagrammes de rayonnement associés.

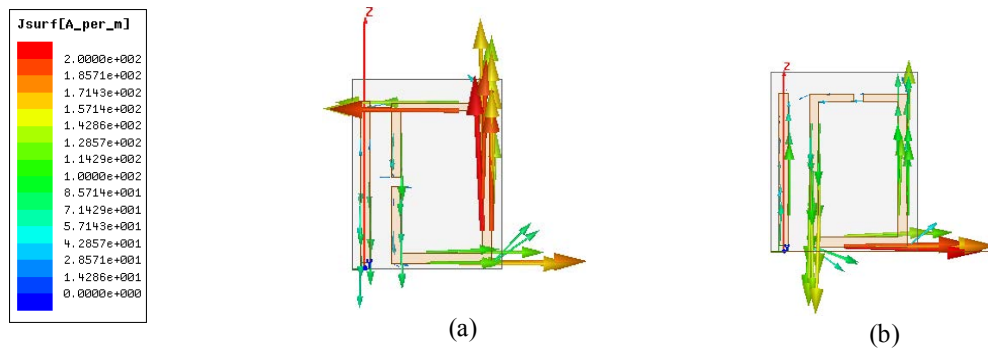


Figure IV.3: Vecteurs courant simulés pour la structure reconfigurable à un élément SRR pour les deux états A et B. (a) Etat A ($F_R = 1.55$ GHz), (b) Etat B ($F_R = 1.72$ GHz).

a. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement 3D correspondant à l'antenne sont donnés dans la figure IV.3. Ces modèles correspondent aux fréquences de résonance 1.55 GHz et 1.75 GHz, respectivement. D'après la figure IV.4-a et à la fréquence $F_R=1.55$ GHz, l'antenne rayonne davantage vers la direction Y négatifs, opposée à l'élément SRR. Par contre, selon la Fig. IV.4-b et à la fréquence $F_R=1.75$ GHz, la structure rayonne essentiellement vers la direction des Y positifs. Ces deux formes différentes de diagrammes sont dues aux différentes distributions des courants le long des bras verticaux de la structure (le monopôle et les bras de l'élément SRR parallèles à l'axe des Z) représentés sur la figure IV.3.

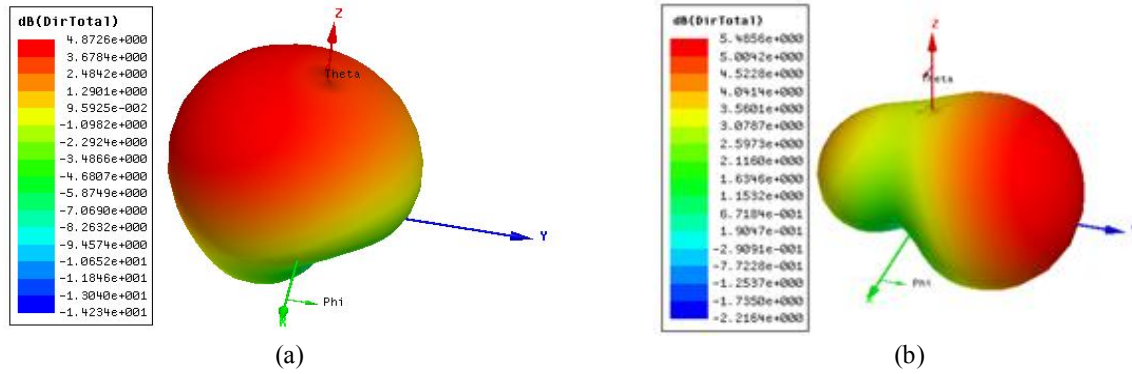


Figure IV.4: Diagramme de rayonnement 3D simulés: (a) Etat A ($F_R=1.55$ GHz), (b) Etat B ($F_R=1.75$ GHz).

La Figure IV.5 représente les diagrammes de rayonnement 2D simulés aux deux fréquences de résonance dans le plan (XOY). A l'état A et à la fréquence $F_R=1.55$ GHz, le faisceau est orienté vers la direction des Y négatifs. A l'état B et à la fréquence $F_R=1.72$ GHz, le faisceau change de direction vers la direction Y positive. Les valeurs de l'efficacité de rayonnement maximale simulée pour l'état A et B sont, respectivement, 80% et 60%.

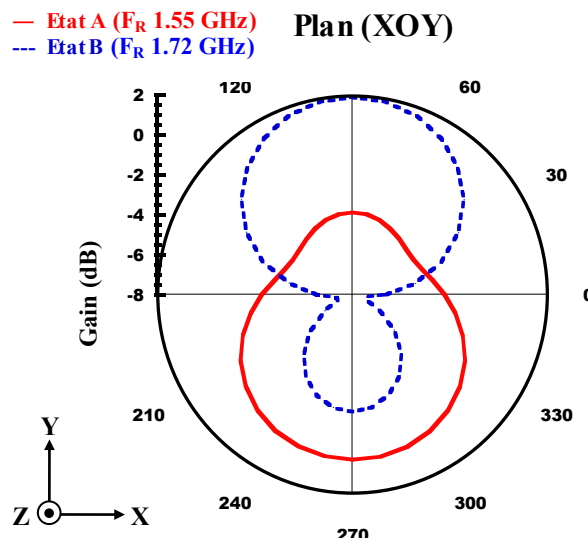


Figure IV.5: Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan (XOY) pour les deux états A et B.

IV.2.1.3. Validation expérimentale

a. Prototype

Un prototype de l'antenne composée d'un élément SRR intégrant deux circuits ouverts a été fabriqué et caractérisé. La Figure IV.6 présente une photo du prototype réalisé et permet d'observer plus en détail le placement de l'antenne sur le plan de masse ainsi que la soudure de l'âme. Durant la réalisation du prototype nous avons intégré deux circuits ouverts S1 et S2. L'alimentation de l'antenne a été assurée par un connecteur SMA 50Ω soudé sur le plan de masse. Le coefficient de réflexion ainsi que les diagrammes de rayonnement ont été mesurés et sont représentés ci-après.

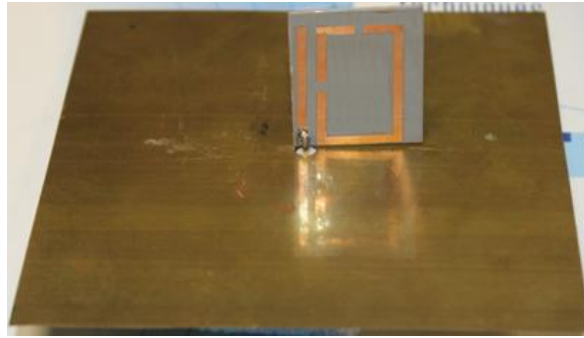


Figure IV.6 : Photo du prototype réalisé (Monopôle associé à un SRR intégrant deux circuits ouverts).

b. Coefficient de réflexion S_{11}

La figure IV.7 représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence mesurée en utilisant un analyseur de réseau Agilent N5230A sur la gamme de fréquence 1.4 à 1.8 GHz.

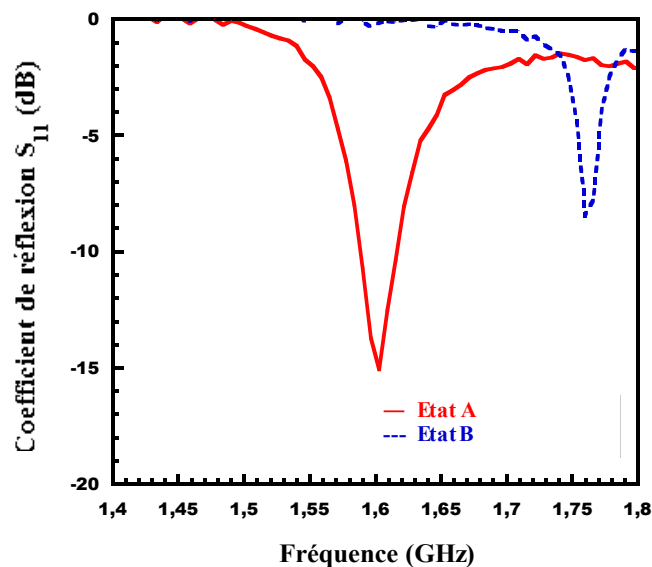


Figure IV.7: Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne proposée pour les deux états A et B.

Selon la Fig. IV.7, à l'état A, la structure fonctionne à 1.59 GHz, alors qu'à l'état B, la résonance est à 1.76 GHz. Pour comparer ces valeurs aux résultats de simulation nous présentons le tableau IV.2.

	Fréquence F_R (GHz)	
	Simulation	Mesure
Etat A	1.55	1.59
Etat B	1.72	1.76

Tableau IV.2: Fréquences de résonance F_R simulées et mesurées pour les deux états A et B.

Selon le tableau IV.2, nous pouvons noter un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation pour l'antenne proposée. L

Les bandes passantes à -10dB simulées et mesurées correspondant à l'état A sont, respectivement, 2.0% et 1.9%. A l'état B, Les valeurs correspondantes à -3dB sont de 2.3% et de 1.7% respectivement en simulation et en mesure.

c. Diagramme de rayonnement

La figure IV.8 représente les diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan (XOY). Pour les deux états proposés A et B.

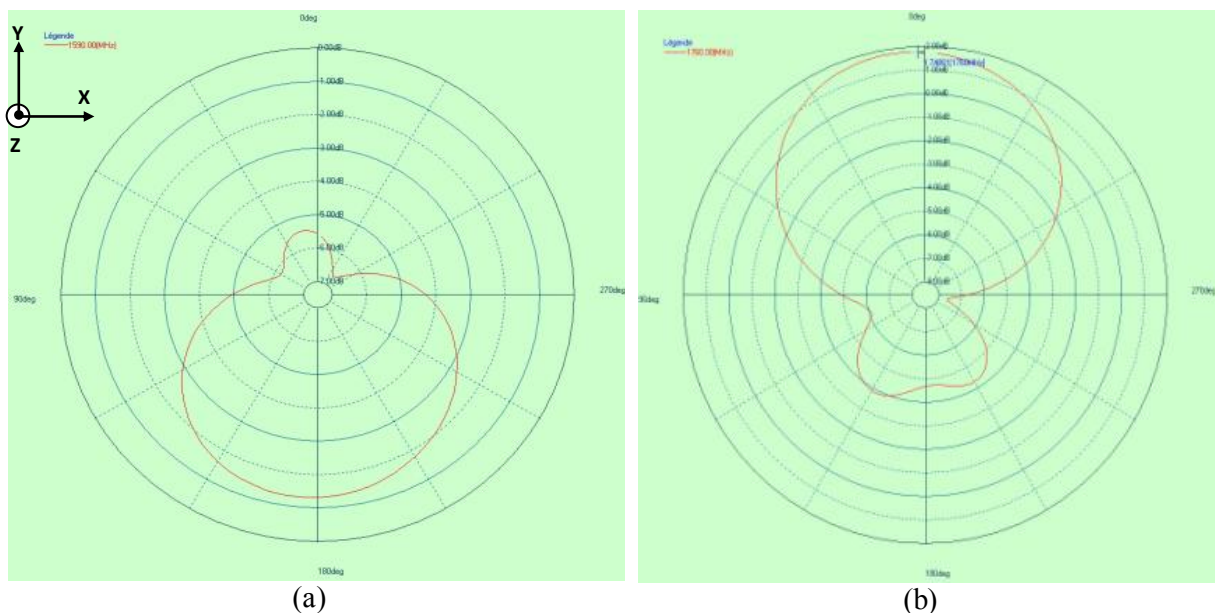


Figure IV.8: Diagramme de rayonnement 2D mesurés dans le plan (XOY):
(a) Etat A ($F = 1.59$ GHz) et (b) Etat B ($F = 1.76$ GHz).

Comme le montre la Fig. IV.8-a, lorsque l'interrupteur S1 est sur ON (S2 est OFF), la direction du faisceau, comme prévu, tournée vers la direction Y négative. D'autre part, lorsque

le commutateur S2 est sur ON (S1 est sur OFF), le faisceau change de direction, comme prévu, vers la direction des Y positifs.

La figure IV.9 illustre les deux diagrammes de rayonnement 3D mesurés pour l'antenne reconfigurable en diagrammes avec un élément SRR intégrant deux courts circuits.

Les valeurs maximales mesurées du gain obtenues pour les états A et B sont respectivement 1dB et -1.5dB. Ces résultats sont en bon accord avec ceux obtenus par simulation aux fréquences respectives 1.51GHz et 1.69 GHz.

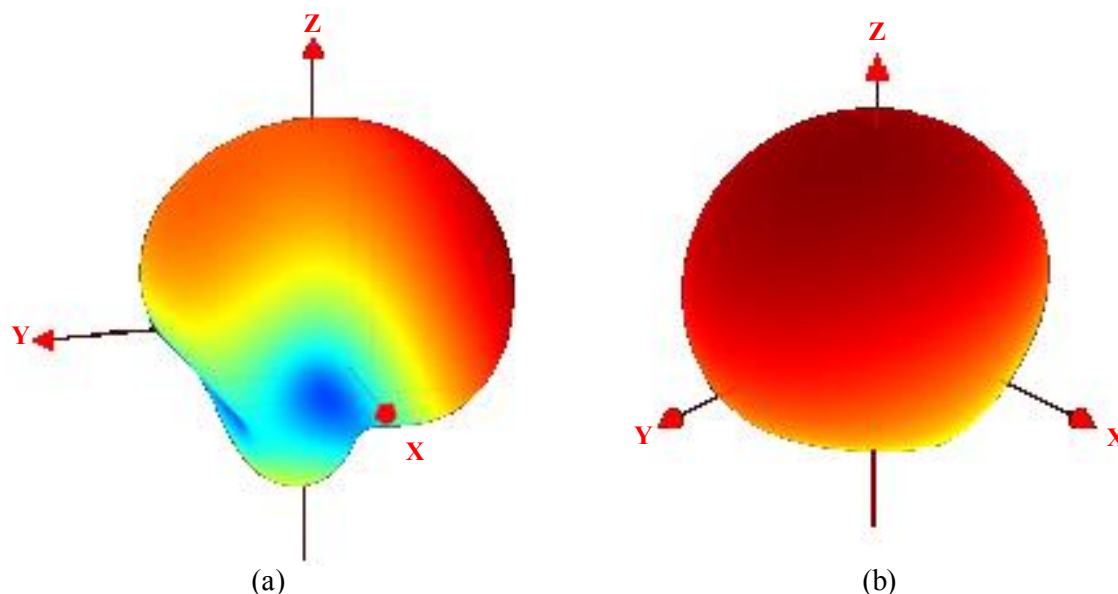


Figure IV.9: Diagrammes de rayonnement mesurés pour l'antenne à un élément SRR:
(a) Etat A $F = 1.59 \text{ GHz}$ et (b) Etat B: $F = 1.76 \text{ GHz}$.

IV.2.2. Antenne avec un SRR et quatre fentes

Dans cette section, nous proposons une antenne reconfigurable en diagramme rayonnement [III.6] en combinant quatre configurations d'antennes directives traitées dans le chapitre précédent. La structure se compose d'une antenne monopôle associé un élément SRR intégrant quatre circuits ouverts utilisés comme commutateurs. Le contrôle de l'état des commutateurs permet de changer la direction du faisceau.

IV.2.2.1. Conception

Pour la conception de l'antenne reconfigurable nous avons combiné les quatre configurations A1, A2, A3, A4 (Fig. III.8) dans une seule structure (Fig. IV.10). Nous avons inséré quatre fentes avec des courts circuits utilisés comme des interrupteurs permettant d'obtenir la reconfiguration en diagrammes de rayonnement.

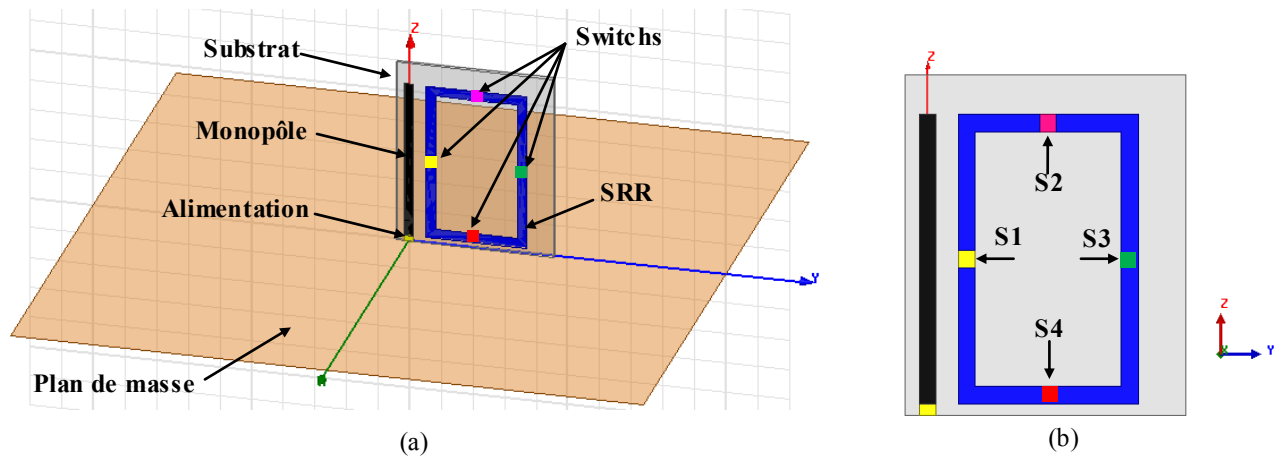


Figure IV.10: Structure de l'antenne proposée avec quatre circuits ouverts : (a) Modèle HFSS, (b) Géométrie.

Le tableau IV.3 représente les quatre états étudiés en fonction des configurations commutateurs S1, S2, S3 et S4.

Configurations des commutateurs S1, S2, S3 et S4	Etats
S1 : Court circuit (S2 :S3 et S4 Circuits ouverts)	A
S2 : Court circuit (S1 :S3 et S4 Circuits ouverts)	B
S3 : Court circuit (S1 :S2 et S4 Circuits ouverts)	C
S4 : Court circuit (S1 :S2 et S3 Circuits ouverts)	D

Tableau IV.3: Etats des commutateurs S1, S2, S3 et S4.

IV.2.2.2. Résultats de Simulation

a. Coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion simulés de la structure proposée pour les quatre états A, B, C et D sont présentés sur la figure IV.11. Les fréquences de résonance pour différents états obtenues sont regroupées dans le tableau IV.4.

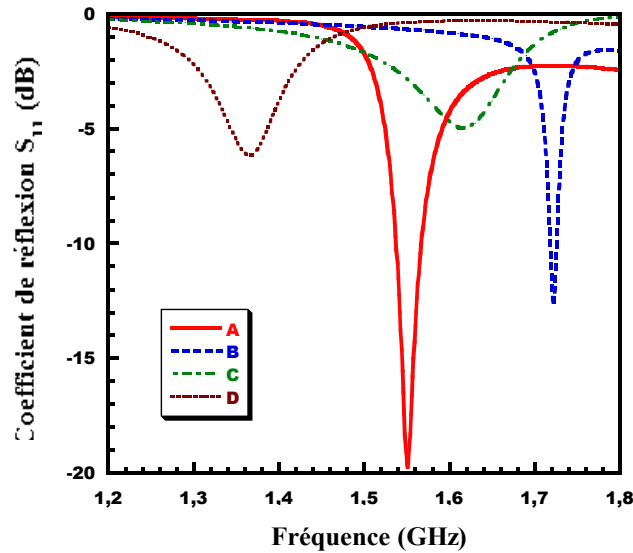


Figure IV.12: Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne proposée pour les quatre états A, B, C et D.

Nous pouvons noter d'après la figure IV.12 et le tableau IV.7, la fréquence de fonctionnement de la structure dépend de la position du circuit ouvert sur l'élément SRR. La meilleure adaptation a été obtenue pour les états A et B. Pour les états C et D, l'adaptation peut être améliorée facilement en ajustant la distance entre la SRR et le monopôle.

Etat	Fréquences de résonances simulées (GHz)
A	1.551
B	1.722
C	1.617
D	1.366

Tableau IV.4 : Fréquences de résonance simulées et pour les quatre états A, B, C et D.

b. Vecteurs courants surfaciques

La figure IV.13 représente les vecteurs courants surfaciques simulés pour les quatre configurations étudiées aux fréquences de résonance. Nous pouvons noter l'emplacement de l'interrupteur dans la SRR affecte à la fois l'orientation et l'amplitude des courants, ce qui peut expliquer la forme des diagrammes de rayonnement correspondants.

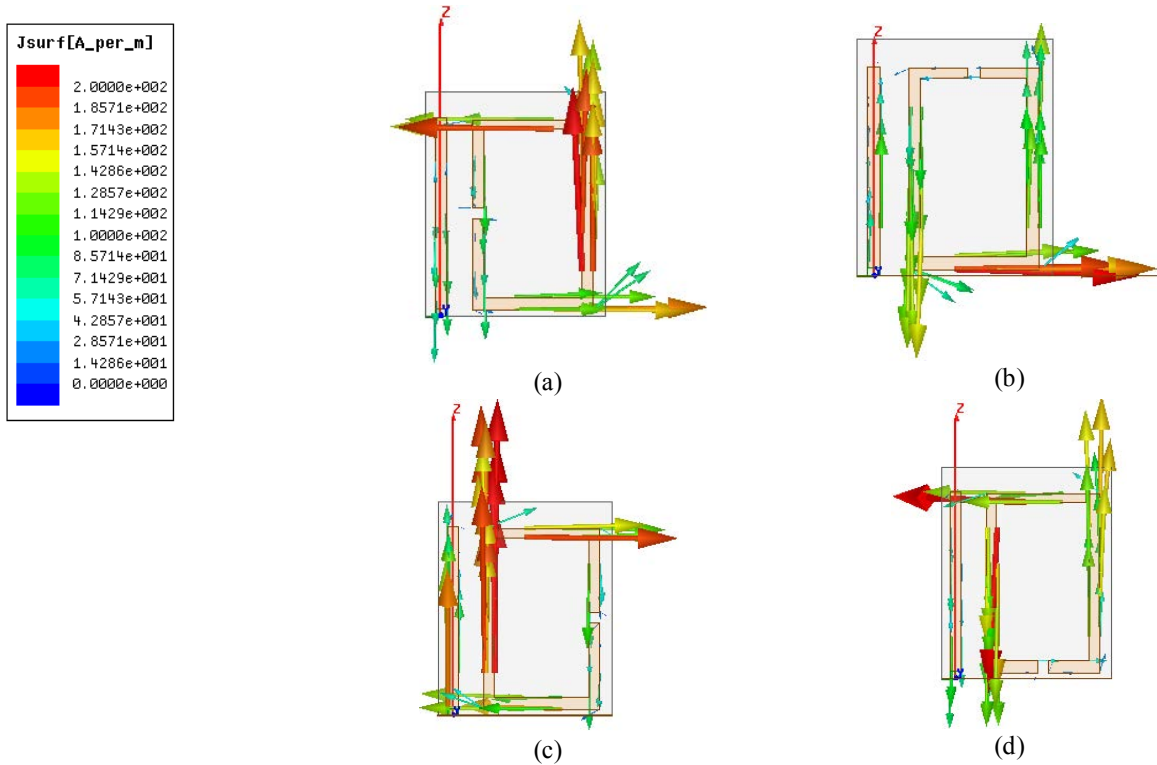


Figure IV.13: Courants surfaciques : (a) Etat A ($F_R=1.551$ GHz), (b) Etat B ($F_R=1.722$ GHz), (c) Etat C ($F_R=1.617$ GHz) et (d) Etat D ($F_R=1.366$ GHz).

c. Diagrammes de rayonnement

Les modèles de simulation rayonnement 3D de la structure sont donnés dans la figure IV.14. Ces motifs correspondent aux fréquences de résonance des quatre états étudiés.

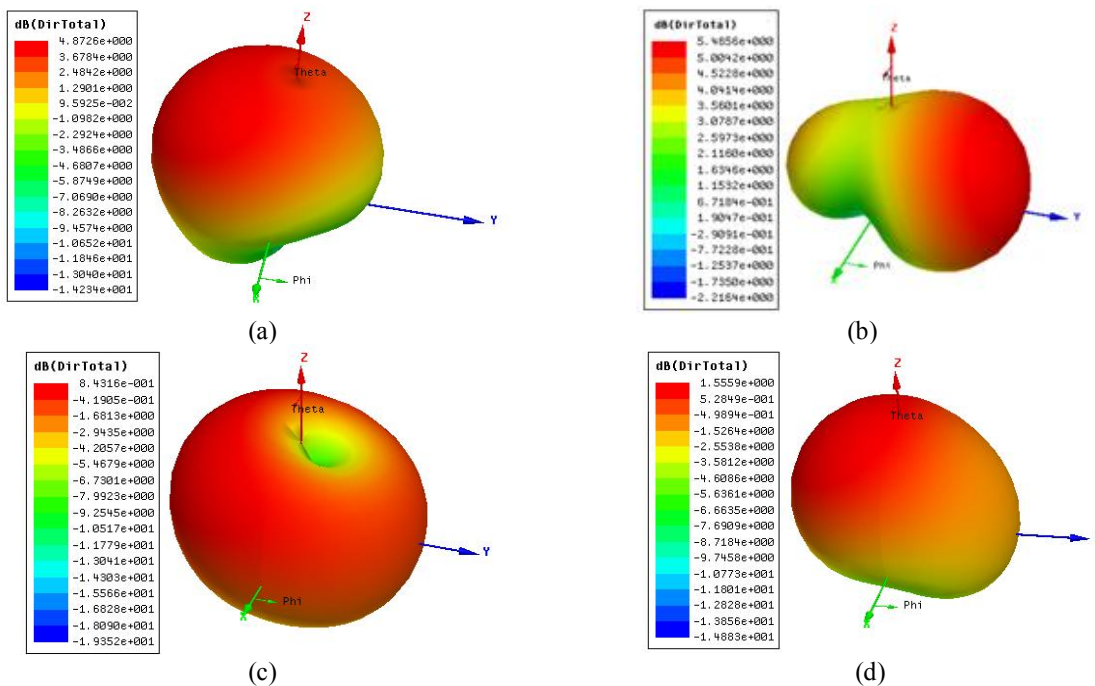


Figure IV.14: Diagrammes de rayonnement 3D simulés: (a) Etat A ($F_R=1.551$ GHz), (b) Etat B ($F_R=1.722$ GHz), (c) Etat C ($F_R=1.617$ GHz) et (d) Etat D ($F_R=1.366$ GHz).

La figure IV.15 représente les diagrammes de rayonnement 2D simulés pour les quatre configurations étudiées aux fréquences de résonance dans le plan (XOY).

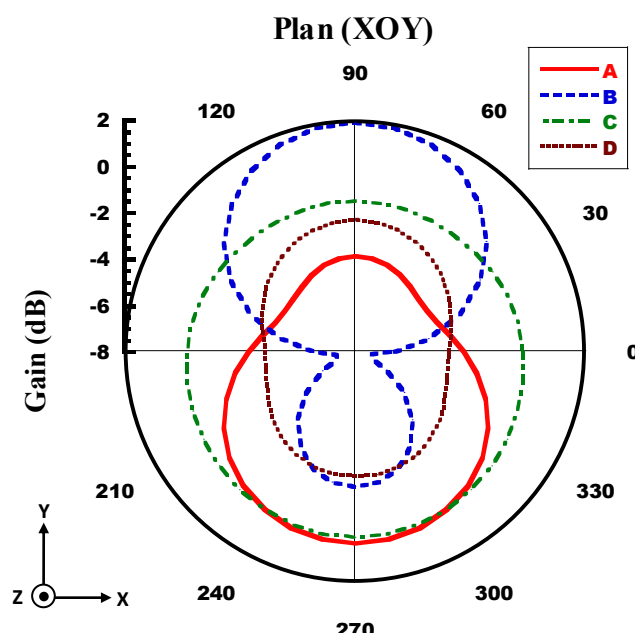


Figure IV.15: Diagrammes de rayonnement 2D simulés.

On peut remarquer sur la figure IV.14, que l'antenne présente deux formes de diagramme de rayonnement. Pour les états A, B et D, la structure présente un diagramme de rayonnement relativement directif le long de l'axe y. Alors que l'état C (Fig. IV.38-c) est caractérisé par un diagramme de rayonnement symétrique par rapport à l'axe des Z qui correspond aux antennes monopôles. Nous pouvons conclure que la forme de diagrammes de rayonnement peut être une superposition entre le dipôle électrique (de monopôle) et le dipôle magnétique (SRR). Cette superposition dépend de l'emplacement du circuit ouvert. Ces résultats peuvent être confirmés également par les diagrammes de rayonnement 2D illustrés sur la figure IV.15.

IV.2.3. Antenne avec deux SRRs

Dans ce paragraphe nous présentons une antenne inspirée des métamatériaux reconfigurable en rayonnement [IV.7]. La structure se compose d'un monopôle associé à deux éléments SRRs munis chacun d'un circuit ouvert. L'activation/désactivation de ces deux court-circuits permet de réaliser la reconfigurabilité.

IV.2.3.1. Conception

L'antenne se compose d'un monopôle de longueur 29 mm et de largeur 2 mm. La largeur et la longueur de chaque élément SRR ont été changées respectivement de 17 mm à 21 mm et 25.5 à 29 mm. La taille du plan de masse est 100x100 mm². Deux commutateurs sont intégrés dans chaque élément SRR de dimensions 2x2 mm² afin de réaliser la reconfiguration de l'antenne. Les détails sur la conception de cette structure sont donnés dans la figure IV.16.

La fig. IV.16-a montre les détails de la structure composée avec un plan de masse, un monopôle et deux éléments SRR intégrant des circuits ouverts.

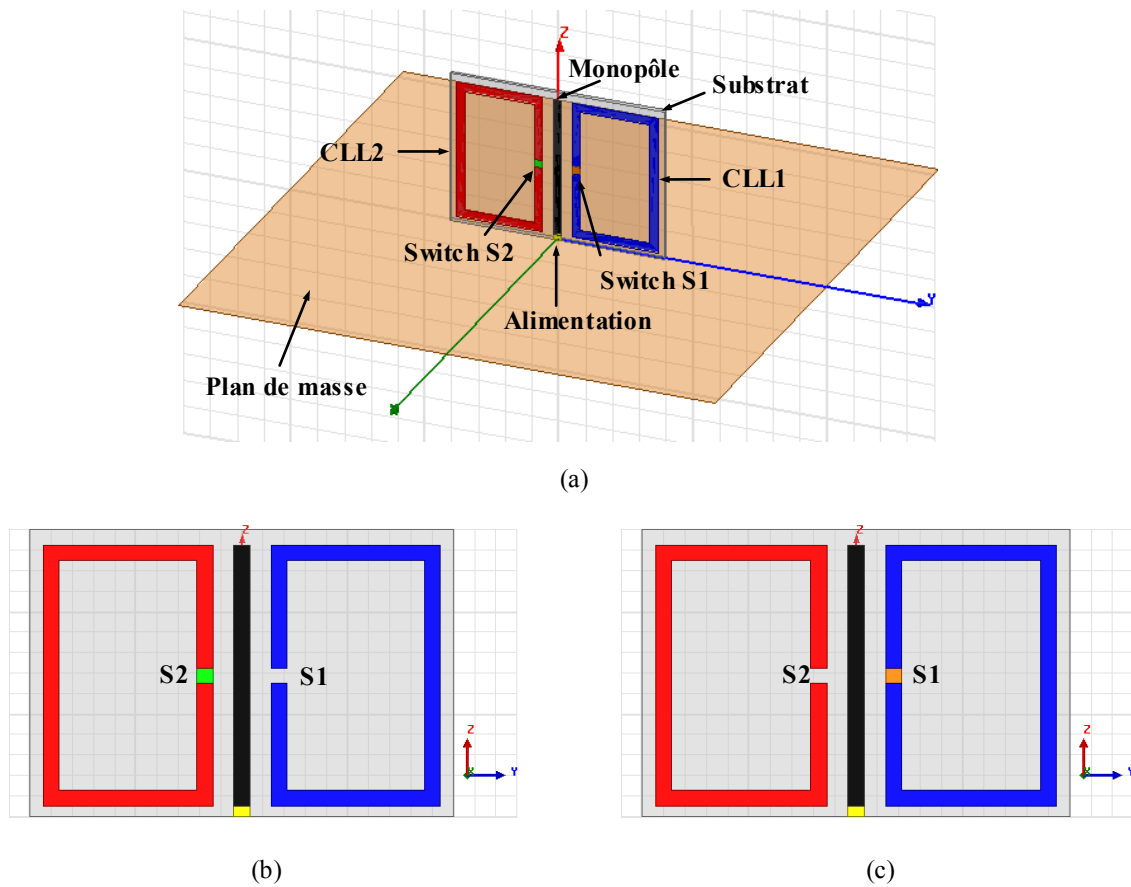


Figure IV.16: Antenne reconfigurable à deux éléments SRRs (a) Modèle de simulation, (b) l'état A (S1 ON et S2 OFF), et (c) l'état 2 (S2 ON et S1 OFF).

IV.2.3.2. Résultats de Simulation

a. Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement 3D

La figure IV.17 représente le coefficient de réflexion de la structure simulé sur la bande de fréquence 1 – 1.4 GHz.

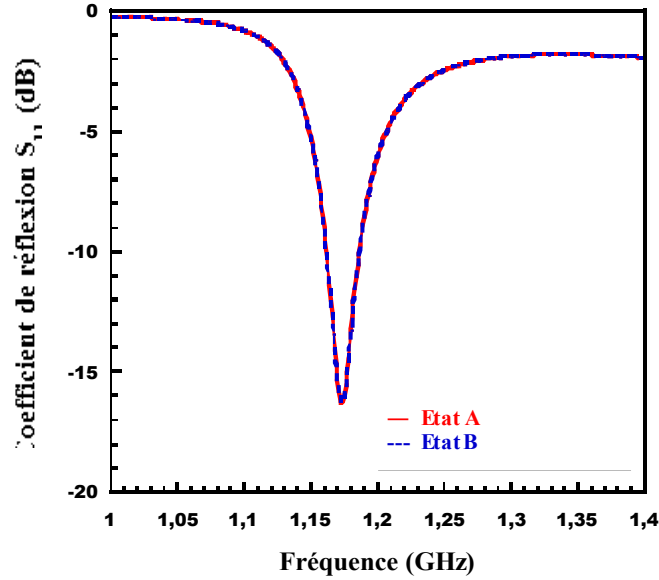


Figure IV.17: Coefficient de réflexion simulé pour l'antenne reconfigurable à deux éléments SRRs pour les deux états A et B.

Comme le montre la Fig. IV.17, l'antenne résonne à la même fréquence $F_R = 1.172$ GHz pour les deux états A et B car la structure est parfaitement symétrique. Cette fréquence correspond à la résonance d'un seul élément SRR.

b. Vecteurs courants surfaciques

Les vecteurs courants de surface trouvés par simulation pour les deux configurations à la même fréquence de résonance $F_R = 1.172$ GHz sont illustrés dans la Figure IV.18. Nous notons que les distributions de courant dépendent de l'état des commutateurs et donc de la résonance de l'élément SRR. En effet, lorsque le commutateur est activé, l'élément de CLL correspond à une boucle fermée et ne résonne pas, alors que dans le cas où le commutateur est ouvert, l'élément est en résonance. Nous remarquons également que les distributions des courants simulés sont symétriques comme prévu puisque la structure est symétrique. Ce comportement confirme le résultat de simulation du coefficient de réflexion où nous avons obtenu deux résonances à la même fréquence.

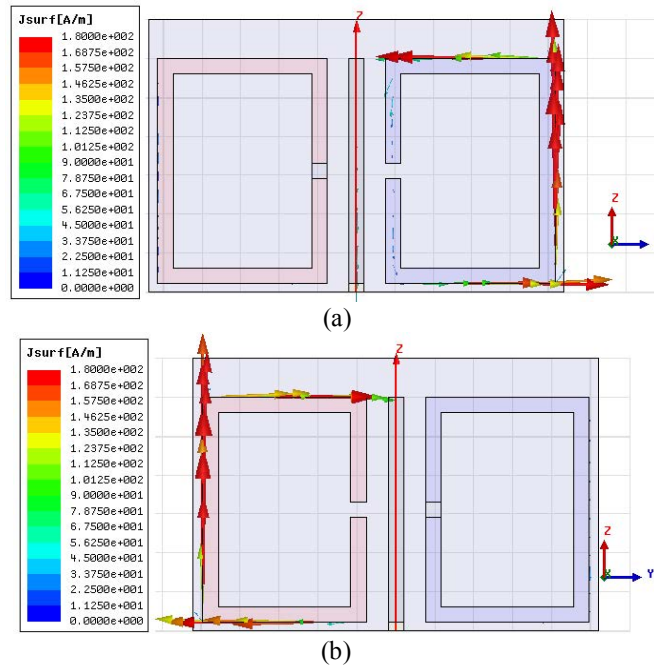


Figure IV.19: Simulation des courants de surface pour l'antenne reconfigurable à deux éléments. (a) S1 et S2 ON OFF ($F_R = 1.172$ GHz), et (b) S1 et S2 ON OFF ($F_R = 1.172$ GHz).

c. Diagramme de rayonnement 2D

La figure IV.20 représente les diagrammes de rayonnement 2D simulés pour l'antenne proposés à la fréquence de résonance $F_R = 1.172$ GHz dans le plan (XOY).

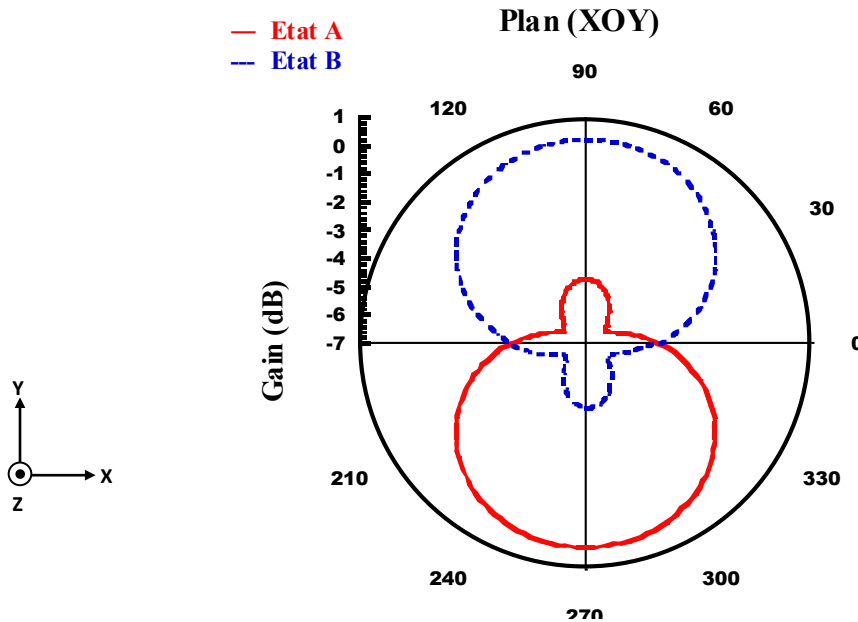


Figure IV.20: Diagramme de rayonnement 2D simulé dans le plan (XOY) pour les deux état A et B à la fréquence de résonance $F_R = 1.172$ GHz.

Selon la figure IV.20 et à l'état A la direction du faisceau est vers la direction des Y négatifs alors qu'à l'état B le faisceau change de direction vers la direction des Y positifs.

Un avantage majeur de cette structure par rapport à l'antenne à un élément SRR est le fait que cette reconfiguration du diagramme se produit à la même fréquence. Les valeurs maximales de l'efficacité de rayonnement simulé et le gain réalisé correspondant à chacun des états A et B, sont d'environ 80% et 0 dB respectivement.

IV.2.3.3. Validation expérimentale

a. Prototype

Un prototype a été fabriqué pour l'antenne avec deux éléments SRRs intégrant chacun un court circuit. La figure IV.21 présente deux photos du prototype réalisé et placé dans la chambre de mesure. Le coefficient de réflexion S_{11} , en fonction de la fréquence ainsi que les diagrammes de rayonnement 2D ont été mesurés.

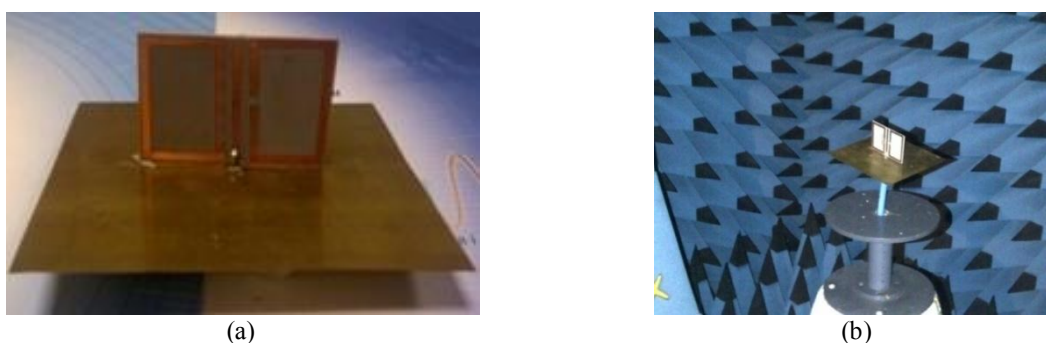


Figure IV.21 : Photos du prototype réalisé de l'antenne reconfigurable avec deux éléments SRRs.

b. Coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion de l'antenne pour les deux états A et B sont mesurés dans la bande de fréquence 1 - 1.4GHz. Les résultats obtenus sont représentés sur la figure IV.22.

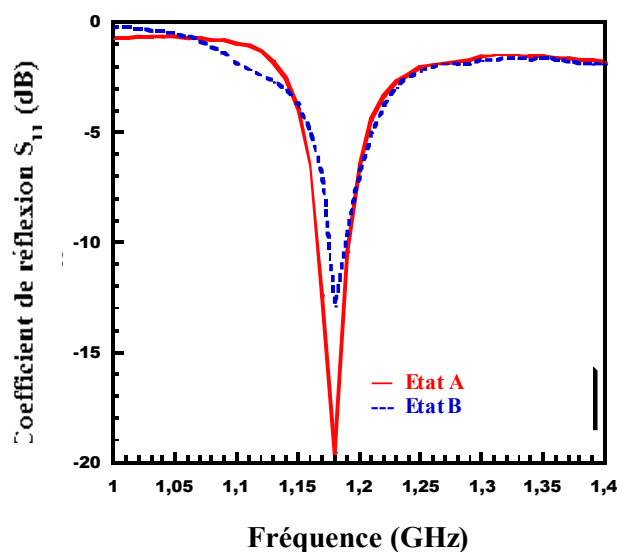


Figure IV.22: Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne proposée pour les deux états A et B.

Comme le montre la figure IV.22 la structure, fonctionne à la même fréquence de résonance $F_R = 1.180$ GHz pour les deux configurations A et B. Ces résultats sont en bon accord avec ceux obtenus par simulation. La bande passante à -10dB est de 2.5% pour l'état A, en très bon accord avec la valeur simulée: 2,6%. Alors qu'elle est seulement de 0.9% pour l'Etat B, ce qui peut être expliqué par les erreurs de fabrication dues aux fentes intégrées dans les éléments SRR.

c. Diagramme de rayonnement 2D

La figure IV.23 présente le diagramme de rayonnement mesurée en (XOY) plan de l'antenne étudiée aux fréquences de résonance. Ces mesures ont également été effectuées dans la chambre anéchoïque "SATIMO Stargate 32". A l'état A la direction du faisceau est vers la direction Y négative. Alors qu'à l'état B le faisceau change de direction vers la direction Y positive. Ces résultats sont en bonne concordance avec la simulation.

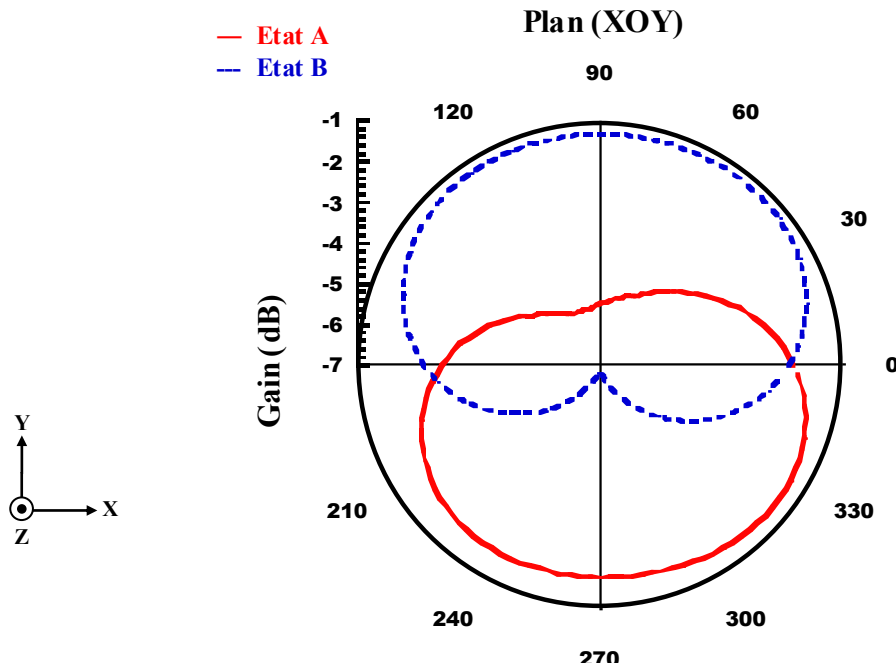


Figure IV.23: Diagramme de rayonnement 2D mesurés dans le plan (XOY) à la fréquence $F_R = 1.180$ GHz (a) Etat A et (b) Etat B

d. Diagramme de rayonnement 3D

Les diagrammes de rayonnement 3D mesurés du prototype de l'antenne à deux éléments SRRs à la fréquence $F_R = 1.180$ GHz sont présentés dans la Fig. IV.24. La figure IV.24-a indique un maximum de gain de 4.12dB avec un rayonnement orienté vers l'axe des Y négatifs. On peut noter également un rayonnement vers l'axe des Z positifs ce qui peut être expliqué par la présence du plan masse. Selon la figure IV.24 la valeur maximum du

gain obtenu est de 3.29 dB avec une direction de rayonnement orientée vers l'axe des Y positifs ainsi qu'un rayonnement vers le haut ce qui peut être également expliqué par le rôle que joue le réflecteur. Les valeurs maximales simulées et mesurées de l'efficacité de rayonnement sont de 80% et 70% pour les deux États A et B, respectivement. Alors que la valeur maximale du gain mesuré est de 4.1 dB pour l'état A (Fig. IV.24-a) et 3.2 dB pour l'Etat B (Fig. IV.24-b).

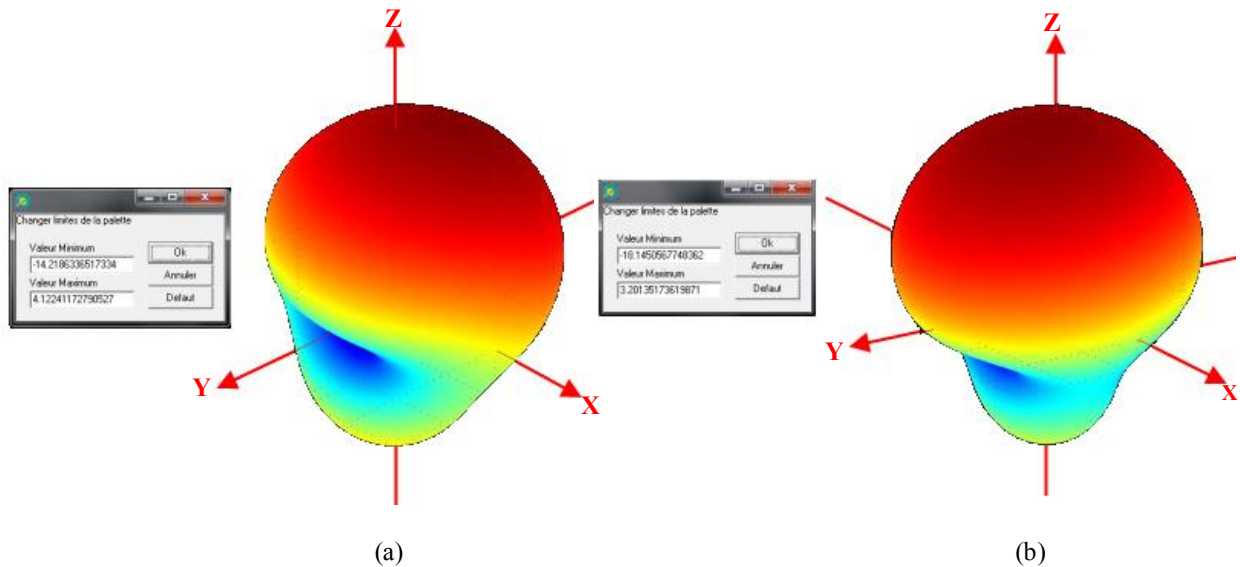


Figure IV.24: Diagrammes de rayonnement mesurés pour l'antenne avec deux éléments SRRs à la fréquence $F_R = 1.180$ GHz : (a) Etat A et (b) Etat B

IV.2.4. Antenne avec trois et quatre SRRs

Dans ce travail, une famille d'antennes inspirées de métamatériaux reconfigurable en rayonnement est proposée [IV.6]. La structure de base se compose d'un monopôle associé à un élément SRR muni d'un circuit ouvert. Deux structures sont étudiées utilisant trois et quatre SRR, respectivement.

IV.2.4.1. Conception

Nous avons étudié trois structures avec respectivement trois et quatre SRR (Fig. IV.25) conçues pour fonctionner autour de 1.5 GHz. Pour l'ensemble des structures, les dimensions du monopôle, les éléments SRRs et les commutateurs sont constantes.

La fig. IV.25-a montre les détails de la première structure composée d'un plan de masse, un monopôle et trois éléments SRR intégrant des circuits ouverts.

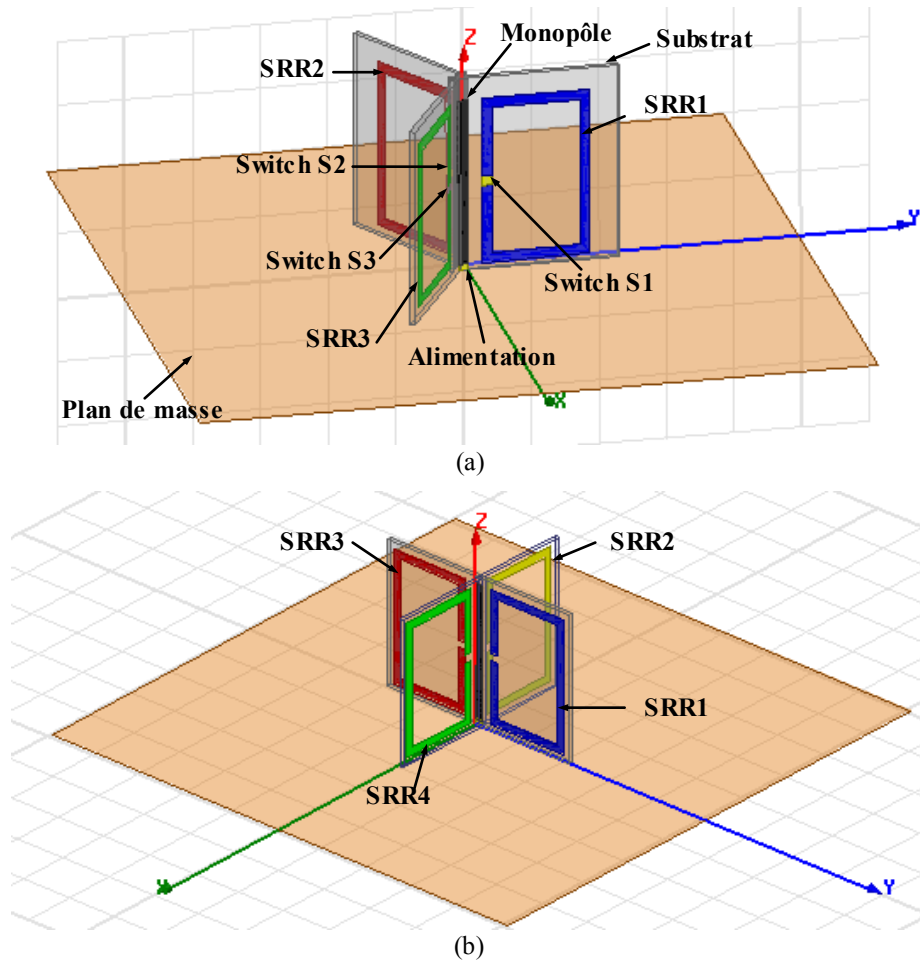


Figure IV.25: Modèle HFSS des trios structures proposées avec :
(a) trois SRRs et (b) quatre SRRs.

Les deux tableaux suivant représentent les états des deux structures proposées

Configurations des commutateurs S1, S2 et S3	Etats
S1 : Court circuit (S2 et S3 Circuits ouverts)	A
S2 : Court circuit (S1 et S3 Circuits ouverts)	B
S3 : Court circuit (S1 et S2 Circuits ouverts)	C

Tableau IV.9: Etats des commutateurs S1, S2 et S3 pour l'antenne avec trois SRRs.

Configurations des commutateurs S1, S2, S3 et S4	Etats
S1 : Court circuit (S2 :S3 et S4 Circuits ouverts)	A
S2 : Court circuit (S1 :S3 et S4 Circuits ouverts)	B
S3 : Court circuit (S1 :S2 et S4 Circuits ouverts)	C
S4 : Court circuit (S1 :S2 et S3 Circuits ouverts)	D

Tableau IV.10: Etats des commutateurs S1, S2, S3 et S4 pour l'antenne avec quatre SRRs.

IV.2.4.2. Résultats de Simulation

a. Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement 3D

La figure IV.26 rappelle le coefficient de réflexion de la structure de base simulé sur la bande de fréquence 1 – 3 GHz.

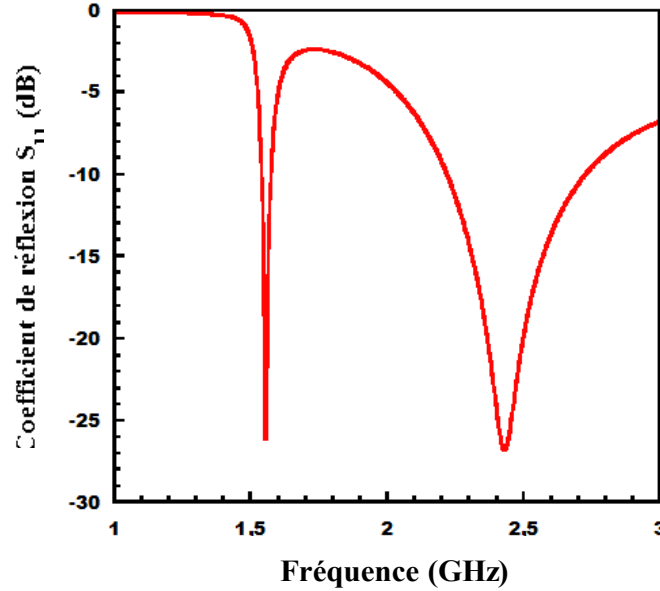


Figure IV.26: Coefficient de réflexion simulé pour la structure de base (monopole avec un SRR).

Comme le montre la Fig. IV.26, l'antenne de base fonctionne à deux fréquences de résonance. La première fréquence $F_R = 1.55$ GHz, correspond à la résonance de l'élément parasite inductance chargée, tandis que la seconde résonance est située à $F_M = 2.45$ GHz, elle correspond à l'antenne monopôle (hauteur $H = 24.6$ mm).

b. Diagramme de rayonnement 2D

La figure IV.27 représente les diagrammes de rayonnement 2D simulés pour les quatre configurations étudiées aux fréquences de résonance dans le plan (XOY).

Dans le cas de la Fig. IV.27-b, on obtient quatre directions de faisceaux différentes séparées par un angle de 90° . A l'état A, l'antenne rayonne vers la direction des Y-négatifs. A l'état B la direction du faisceau est vers les X négatifs. Dans le cas de l'état C l'antenne rayonne vers la direction des Y positifs. Finalement, à l'état D la direction est vers les X positifs.

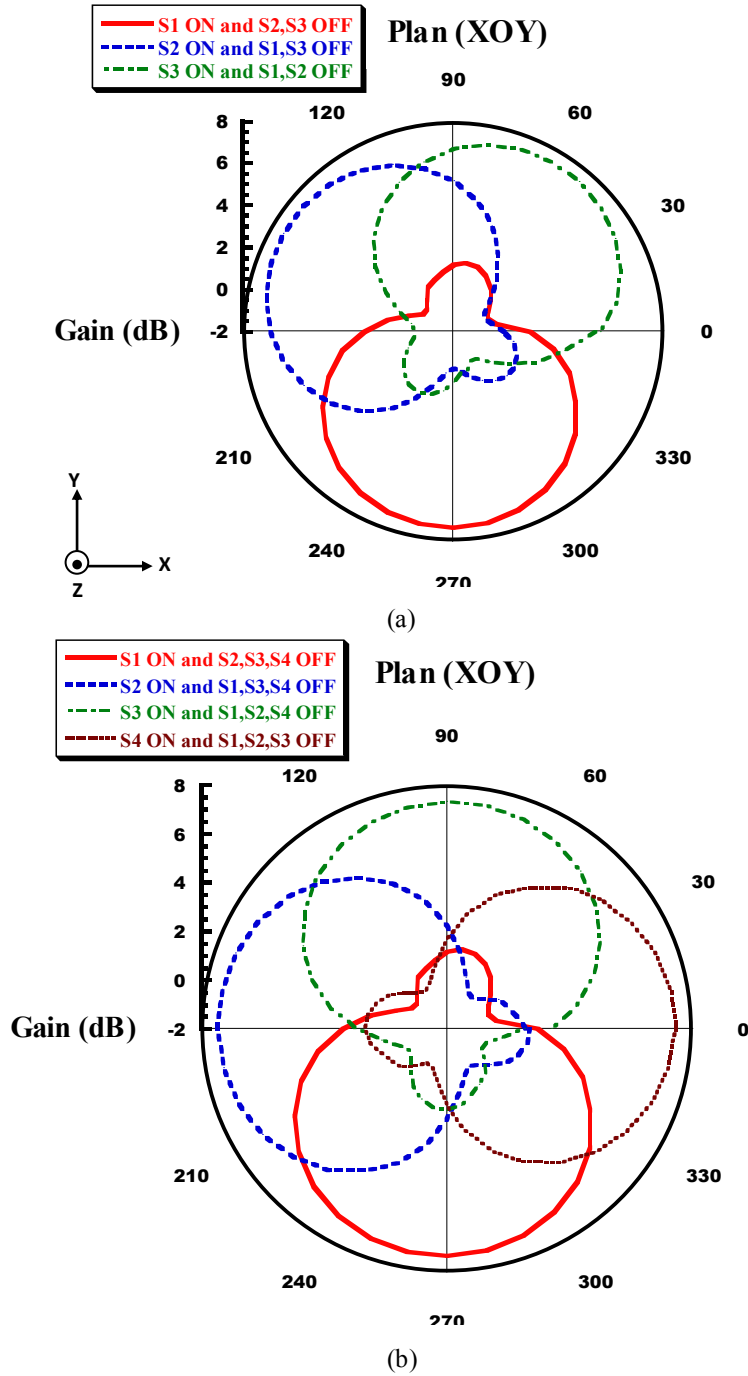


Figure IV.27: Diagramme de rayonnement 2D simulé pour la structure avec :
(a) trois SRRs et (b) quatre SRRs.

La Figure IV.27-a montre que, selon les états de commutation, on obtient trois directions de faisceaux séparés d'un angle de 120° , qui correspondent aux angles entre deux SRRs successifs.

IV.3. CONCLUSION

Dans ce quatrième chapitre, nous avons proposé de nouvelles architectures d'antennes directives et reconfigurables en diagramme de rayonnement. La cellule de base consiste en un monopole et un élément SRR étudié dans les chapitres précédents.

En premier lieu, nous avons utilisé un seul SRR dans lequel nous avons rajouté deux, ensuite quatre fentes pour réaliser la reconfiguration de diagramme. Selon les résultats obtenus, nous avons remarqué que pour chaque état des court-circuits nous obtenons une direction de rayonnements différents. Un prototype avec deux fentes a été fabriqué et mesuré. Les résultats de mesure sont en bon accord avec la simulation.

En deuxième lieu, nous avons utilisé deux, trois et quatre SRRs pour fabriquer des antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement. Nous avons montré que le contrôle de l'état des switches permet de contrôler la direction de rayonnement de l'antenne. Un prototype employant deux éléments SRRs a été fabriqué et caractérisé. Les résultats de mesure concordent bien avec les résultats de simulation.

IV.4. RÉFÉRENCES

- [IV.1] Z. Yong, W. Bing-Zhong, Y. Xue-Song and W. Weixia, "A fractal Hilbert Microstrip Antenna With Reconfigurable Radiation Patterns," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, vol. 3A, no., pp. 254-257 vol. 3A, 3-8 July 2005
- [IV.2] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang, G. Cung, and J. T. Bernhard, "Directional Reconfigurable Antennas on Laptop Computers: Simulation, Measurement and Evaluation of Candidate Integration Positions". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, issue 12, pp. 3220-3227, 2004.
- [IV.3] Sung-Jung, W. and M. Tzyh-Ghuang, "A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna With Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 6, issue 2, pp. 327-334, 2008.
- [IV.4] S. Dakhli, H. Rmili, J.M Floc'h, M. Sheikh, A. Balamesh, K. Mahdjoubi, F. Choubani, and R.W. Ziolkowski, "Capacitively Loaded Loop-Based Antennas with Reconfigurable Radiation Patterns", International Journal of Antennas and Propagation, IJAP 2015.
- [IV.5] S. Dakhli, J.M Floc'h, H. Rmili, K. Mahdjoubi and F. Choubani, "A Reconfigurable Radiation Pattern Metamaterial-Inspired Antenna-Inspired Antenna", Loughborough Antennas & Propagation Conference, LAPC 2014, 11-12 Novembre, Loughborough, England.
- [IV.6] S. Dakhli, J.M Floc'h, H. Rmili, K. Mahdjoubi and F. Choubani, "Design of Reconfigurable Radiation Pattern Metamaterial-Inspired Monopole Antenna", Mediterranean Microwave Symposium, MMS 2014, 12-14 December, Marrakech, Morocco.
- [IV.7] S. Dakhli, J.M Floc'h, H. Rmili, K. Mahdjoubi and F. Choubani, "A Reconfigurable Radiation Pattern-Metamaterial-Inspired Circular Arrays", European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014, 06-11 Avril, Hague, Netherlands.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont porté sur les antennes miniatures conçues par la technique dite « inspirée des métamatériaux ».

Nous avons exploré les techniques de miniaturisation généralement employées en rallongeant par exemple la longueur électrique de l'élément rayonnant par des géométries particulières comme les méandres, les fractales, etc. Nous avons ensuite examiné l'introduction des charges localisées à des emplacements spécifiques pour modifier la distribution du courant sur l'antenne afin d'obtenir la réduction de taille attendue. L'emploi de matériaux particuliers permet également de miniaturiser les antennes. Parmi les matériaux utilisés on peut citer : les diélectriques, les matériaux magnétiques, les matériaux magnéto-diélectriques, les métamatériaux, ainsi que la technique dite inspirée des métamatériaux. Par ailleurs nous avons survolé les techniques de conception des antennes directives, à savoir : l'ajout de réflecteur, l'intégration de charges, l'utilisation d'éléments parasites ou la mise en réseau des antennes. Nous avons également cité la source de Huygens qui est un élément intrinsèquement directif obtenu par la combinaison d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique. Les différentes techniques utilisées pour la réalisation de la reconfiguration en fréquence et en diagramme de rayonnement ont été aussi rappelées.

Nous nous sommes ensuite intéressés à la conception de nouvelles architectures d'antennes miniatures ou multifréquences en utilisant la technique inspirée des métamatériaux. Les antennes proposées emploient de nouvelles formes d'éléments parasites qui permettent d'obtenir des structures compactes et donc facilement intégrables dans les terminaux mobiles.

La technique inspirée des métamatériaux aux monopôles placés au dessus d'un plan de masse, puis aux dipôles imprimés alimentés par une ligne micro-ruban a été ensuite appliquée. En premier lieu, des monopôles verticaux au dessus du plan de masse avec un parasite vertical intégrant des selfs inductances ont été proposés dans le but d'obtenir une structure miniature, compacte et multifréquence. Dans une deuxième étape, des monopôles planaires (alimentés par ligne micro-ruban) ont été présentés dans lesquels l'élément parasite

choisi est une boucle rectangulaire afin de miniaturiser la structure sans toutefois augmenter l'espace occupé par l'antenne globales.

Enfin, le même concept a été appliqué à des dipôles planaires alimentés par ligne micro-ruban.

Nous avons procédé ensuite à la conception d'antennes miniatures et directives en utilisant la technique inspirées des métamatériaux. Nous avons commencé étudier une antenne monopole associée à un SRR. Le monopôle a joué le rôle du dipôle électrique et le SRR, celui du dipôle magnétique. L'étude paramétrique des antennes a servi à déterminer l'impact de certains paramètres sur les performances de l'antenne, en l'occurrence la forme des diagrammes de rayonnement et la directivité.

Nous avons approfondie les investigations pour analyser le comportement directif des deux configurations et de déterminer son origine. La combinaison du monopole (dipôle électrique) et de l'élément SRR (dipôle magnétique) a permis de construire d'une source de Huygens.

Nous avons utilisé ces structures pour la conception d'antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement. Pour cela une seule boucle a été utilisée, intégrant deux ensuite quatre fentes. Après nous avons utilisé deux SRRs puis trois et enfin quatre SRRs pour obtenir la reconfigurabilité en diagramme.

Nous envisageons en perspectives, de d'augmenter la bande passante autour des nouvelles fréquences basses obtenues. Nous comptons essayer des réseaux linéaires d'antennes à base de SRR dans le but augmenter la directivité de la structure globale.

LISTE DES PUBLICATIONS

I. Articles

- 1. Capacitively Loaded Loop-Based Antennas with Reconfigurable Radiation Patterns**
Saber DAKHLI, Hatem RMILI, Jean-Marie FLOCH, Muntasir SHEIKH, Ahmed BALAMESH, Kourosh MAHDJOUBI, Fethi CHOUBANI and Richard ZIOLKOWSKI,
International Journal of Antennas and Propagation, IJAP 2015.
- 2. Analysis of a Compact and Superdirective Metamaterial-Inspired Monopole Antenna**
Saber DAKHLI, Hatem RMILI, Kouroch MAHDJOUBI, Jean-Marie FLOCH and Fethi CHOUBANI,
International Journal of Antennas and Propagation, IJAP 2014.
- 3. A Family of Low Profile and Directive Metamaterial-Inspired Antennas**
Saber DAKHLI, Hatem RMILI, Kouroch MAHDJOUBI, Jean-Marie FLOCH and Fethi CHOUBANI,
Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 49, 105-113, 2014.

II. Communications

- 1. Design of Reconfigurable Radiation Pattern Metamaterial-Inspired Monopole Antenna**
Saber DAKHLI, Jean-Marie FLOCH, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI and Fethi CHOUBANI,
Mediterranean Microwave Symposium, MMS 2014, 12-14 December, Marrakech, Morocco
- 2. A Reconfigurable Radiation Pattern Metamaterial-Inspired Monopole Antenna**
Saber DAKHLI, Jean-Marie FLOCH, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI and Fethi CHOUBANI,
Loughborough Antennas & Propagation Conference, LAPC 2014, 11-12 Novembre, Loughborough, England.
- 3. A Radiation Pattern-Reconfigurable Metamaterial-Inspired Circular Arrays**
Saber DAKHLI, Jean-Marie FLOCH, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI and Fethi CHOUBANI,
European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014, 06-11 Avril, Hague, Netherlands.
- 4. Superdirective and Low Profile Metamaterial-Inspired Monopole Antenna**
Saber DAKHLI, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI, Jean-Marie FLOCH and Fethi CHOUBANI,
Loughborough Antennas & Propagation Conference, LAPC 2013, 12-13 Novembre, Loughborough, England.
- 5. Design of a Multi-Band Metamaterial-Inspired Dipole Antenna with Director Element**
Saber DAKHLI, Jean-Marie FLOCH, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI and Fethi CHOUBANI,
Mediterranean Microwave Symposium, MMS 2013, 02-05 Septembre, Saida, Lebanon.
- 6. Antenne Dipôle mutli-bandes Inspirée des Métamatériaux**
Saber DAKHLI, Jean-Marie FLOCH, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI and Fethi CHOUBANI,
Journées Nationales Microondes, JNM 2013, 15-17 Mai, Paris, France.
- 7. Multifrequency and Low Profile Metamaterial-Inspired Antennas**
Saber DAKHLI, Kouroch MAHDJOUBI, Jean-Marie FLOCH, Hatem RMILI and Fethi CHOUBANI,
International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics, META'13, 18-22 Mars, Sharjah, UAE.
- 8. Compact and Multi-Band Metamaterial-Inspired Dipole Antennas**
Saber DAKHLI, Jean-Marie FLOCH, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI and Habib ZANGAR,
European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2013, 08-11 Avril, Gothenburg, Sweden.

9. Efficient, Metamaterial-Inspired Loop-Monopole Antenna with Shaped Radiation Pattern

Saber DAKHLI, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI, Jean-Marie FLOCH and Habib ZANGAR,
Loughborough Antennas & Propagation Conference, LAPC 2012, 12-13 Novembre, Loughborough, England.

10. A Novel Multifrequency and Low Profile Metamaterial-Inspired Monopole Antennas

Saber DAKHLI, Kouroch MAHDJOUBI, Hatem RMILI, Jean-Marie FLOCH and Habib ZANGAR,
Mediterranean Microwave Symposium, MMS, 2012, 02-05 Septembre, Istanbul, Turkey.

11. Compact, Multifunctional, Metamaterial-Inspired Monopole Antenna

Saber DAKHLI, Kouroch MAHDJOUBI, **Hatem RMILI**, Jean-Marie FLOCH and Habib ZANGAR,
European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012, 26-30 March, Prague, Czech Republic.

VU :
Le Co-Directeur de Thèse

Kouroch MAHDJOUBI

VU :
Le Responsable de l'Ecole Doctorale

Jean-marie LION

Le Co-Directeur de Thèse

Fethi CHOUBANI

VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le

Le président de l'Université de Rennes 1

Guy CATHELINEAU

VU après soutenance pour autorisation de publication :

Le président de Jury,

(Nom et prénom)

Augmentation de la performance des antennes miniatures par utilisation des métamatériaux - Conception d'antennes, inspirées par métamatériaux

Résumé

Afin de répondre au besoin d'intégrer plusieurs services dans un seul terminal mobile de nouvelle génération et dans le but de satisfaire leurs contraintes d'encombrement, des nouveaux concepts d'antennes miniatures font l'objet de nombreuses recherches. Parmi les solutions proposées dans la littérature, la technique dite "inspirée des métamatériaux" consistant en l'utilisation d'une cellule parasite placée dans le champ proche d'un monopôle. Cette thèse concerne l'utilisation de ce concept pour la conception d'antennes miniatures, d'antennes directives et d'antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement. Ce travail s'articule autour de trois axes majeurs:

Le premier axe présente de nouvelles architectures d'antennes miniatures multifréquence et inspirées des métamatériaux. Ces antennes ont été réalisées et caractérisées. Dans le second axe, des antennes miniatures et directives sont développées et fabriquées. Le troisième axe propose des antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement.

Mots clés : antennes, miniaturisation, directivité, métamatériaux, reconfigurabilité.

Design of printed and miniature metamaterials-inspired antennas

Abstract

In order to satisfy the need to integrate several services in latest generation of hand held devices and to meet their space constraints, new concepts of miniature antennas are the subject of many researches. Among the solutions proposed in the literature, is the technique called "metamaterials-inspired" consisting of the use of a parasitic element placed in the near field of a monopole. This thesis deals with the use of this concept for the design of miniature antennas, multifrequency antennas and reconfigurable radiation pattern antennas. This work is structured around three major axes:

The first axis deals with the design of miniature and multifrequency metamaterials inspired - antennas. In the second axis, directive antennas are fabricated and characterized. The third axis presents reconfigurable radiation pattern antennas.

Key words: antennas, miniaturization, directivity, metamaterials, reconfigurability.